

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

G11B 7/013

G11B 20/12



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95106528.9

[43] 授权公告日 2003 年 2 月 12 日

[11] 授权公告号 CN 1101584C

[22] 申请日 1995.5.6 [21] 申请号 95106528.9

[30] 优先权

[32] 1994. 5. 6 [33] US [31] 08/238,831

[32] 1995. 1. 13 [33] US [31] 08/372,205

[71] 专利权人 DVA 公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 木村升 叶文勇

审查员 周 滨

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

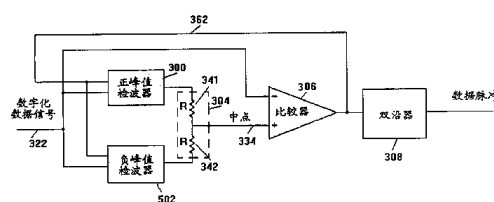
代理人 马 莹

权利要求书 3 页 说明书 25 页 附图 26 页

[54] 发明名称 重现存储数据的数据发生器组件

[57] 摘要

一种重现存储数据的数据发生器组件，包括：正峰值探测器，接收具有包括正和负峰值、DC 分量的预定波形的预处理信号，其输出正峰值信号；负峰值探测器，输出负峰值信号；分压器，产生门限信号；比较器，比较预处理信号与门限信号，产生输出数据波形信号；和反馈环路，向正和负峰值探测器提供表示输出数据波形信号占空比的反馈信号，以补偿 DC 分量的期望值。该组件通过输出信号进行调节来消除 DC 分量的不良影响。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

1. 一种从信息存储介质重现存储数据的设备, 所述设备包括:
- 5 输入级(202, 204, 206), 用于产生具有预定波形的信号, 所述预定波形包括相应于所述存储数据的正峰值和负峰值;
- 积分器级(208), 用于对所述信号的至少一部分进行积分, 以输出具有包括所述正峰值、负峰值和 DC(直流)分量的预定波形的预处理信号;
- 数据发生器(210), 用于产生随所述预处理信号的所述 DC 分量变化的门限信号, 并通过将所述预处理信号和所述门限信号进行比较而产生指示所述
- 10 存储数据的输出数据波形信号, 所述数据发生器(210)包括:
- 正峰值探测器(300), 用于接收所述预处理信号, 以测量和跟踪所述正峰值, 并输出正峰值信号;
- 负峰值探测器(302), 用于接收所述预处理信号, 以测量和跟踪所述负峰值, 并输出负峰值信号;
- 15 分压器(341, 342), 用于平均所述负峰值信号和所述正峰值信号, 从而产生分压器输出; 和
- 比较器(306), 用于接收所述分压器输出, 并将所述预处理信号与相应于所述门限信号的分压进行比较, 从而产生所述输出数据波形信号。
2. 如权利要求 1 所述的设备, 其中所述信息存储介质包括磁光盘。
- 20 3. 如权利要求 1 所述的设备, 其中所述输入级(202, 204, 206)包括: 扫描器(202), 用于扫描所述信息存储介质, 以产生输入信号; 和微分器(212), 用于微分所述输入信号。
4. 如权利要求 3 所述的设备, 还包括放大器(212), 用于放大所述输入信号。
- 25 5. 如权利要求 1 所述的设备, 其中所述积分器级(208)包括: 积分器(232), 用于对所述信号进行积分; 带通滤波器(230), 用于对所述信号进行滤波; 和减法器(234), 用于产生表示所述积分信号和所述带通滤波信号之间的差值的所述预处理信号。
6. 如权利要求 5 所述的设备, 还包括低通滤波器(234), 用于对积分信
- 30 号进行滤波。
7. 如权利要求 1 所述的设备, 还包括从所述输出数据波形信号到正和

负峰值探测器(300, 302)的反馈通路(262), 用于以所述输出数据波形信号的预定状态为函数来调节所述正峰值信号和所述负峰值信号。

8. 如权利要求 7 所述的设备, 其中当所述输出数据波形信号处于低状态和高状态之一时通过减小其幅度来调节所述正峰值信号, 而当所述输出数据波形信号处于所述低状态和高状态的另外一个时通过减小其幅度来调节所述负峰值信号。

9. 如权利要求 1 所述的设备, 其中当所述预处理信号与所述门限信号交叉时所述比较器(306)改变其状态, 从而指示读出数据在 1 与 0 之间跃变。

10. 如权利要求 1 所述的设备, 还包括双沿电路(308), 用于每当所述比较器改变状态时从所述比较器(306)接收所述输出数据波形信号, 以产生固定持续时间的单极性脉冲。

11. 如权利要求 10 所述的设备, 其中所述双沿电路(308)提供时钟和数据信息, 由此可实现存储数据的恢复。

12. 一种数据发生器组件(210), 用于从信息存储介质中重现存储数据, 所述数据发生器组件(210)包括:

正峰值探测器(300), 用于接收具有预定波形的预处理信号, 所述预定波形包括正峰值、负峰值、和 DC 分量, 所述正峰值探测器(300)测量和跟踪所述正峰值, 从而输出正峰值信号;

负峰值探测器(302), 用于接收所述预处理信号, 所述负峰值探测器(302)测量和跟踪所述负峰值, 从而输出负峰值信号;

分压器(341, 342), 用于平均所述负峰值信号和所述正峰值信号, 所述分压器(341, 342)产生表示预处理信号的近似峰—峰中点从而随所述 DC 分量变换的门限信号;

比较器(306), 用于将所述预处理信号与所述门限信号进行比较, 所述比较器(306)产生指示在信息存储介质上的存储数据的输出数据波形信号; 和

反馈环路(362), 用于向所述正峰值探测器(300)和所述负峰值探测器(302)提供表示所述输出数据波形信号的占空比的反馈信号, 从而补偿所述 DC 分量的期望值。

13. 如权利要求 12 所述的数据发生器组件(210), 其中当所述预处理信号与所述门限信号交叉时所述比较器(306)改变其状态, 从而指示读出数据在 1 与 0 之间的跃变。

14. 如权利要求 12 所述的数据发生器组件(210), 还包括双沿电路(308), 用于每当所述比较器(306)改变其状态时从所述比较器(306)接收所述输出数据波形信号, 以产生固定持续时间的单极性脉冲。

15. 如权利要求 14 所述的数据发生器组件(210), 其中所述双沿电路(308) 5 提供时钟和数据信息, 由此可实现存储数据的恢复。

重现存储数据的
数据发生器组件

5

本发明是申请号为 07/934,401, 申请日为 92 年 8 月 24 日申请的部分继续申请, 而该申请又依次是申请号 07/698,673, 申请日为 91 年 5 月 10 日[已放弃]和申请号 07/758,059, 申请日为 91 年 9 月 12 日[已放弃]申请的部分继续申请。

10

本申请还是申请号 08/238831、申请日 1994 年 5 月 6 日的具有相同名称的部分继续申请, 现将该申请作为参考归入本申请, 等效于在本申请中已充分陈述。

本发明涉及到数字数据存储和重现, 更准确地说, 是光数据存储和重现系统和方法。

15

本发明涉及在各种磁和/或电介质上存贮数据的存储和重现, 更准确地说, 涉及用于在磁光盘系统中存贮和重现数据的装置和方法。

各种类型的可记录的和/或可擦除的介质作为数据存储用途已经使用许多年了。这种介质可包括, 例如, 在具有各种构成的系统中的磁带或盘。

20

磁光(“MO”)系统用于在磁盘上记录数据和从磁盘中重放数据。在磁光系统中记录的方法一般包括: 激光脉冲加热定位区域的同时, 用磁场定向盘上广义区域的极性, 由此, 固定定位区域的极性。具有固定极性的定位区域通常称为坑。有些编码系统使用盘上的坑的存在或不存存在分别确定记录数据为“1”或“0”。

25

当记录数据时, 二进制输入数据序列可由数字调制变换为具有更理想特性的不同二进制序列。例如, 调制器可以把 m 数据比特(信息单位)变换为具有 n 调制码比特(bit)(或“binits”)的码字。在大多数情况下, 数据比特比代码比特多, 即 $m < n$ 。

30

大多数的或全部的盘驱动系统使用运行长度限制(run-length-limited)(“RLL”)调制码, 例如 RLL 2/7/1/2 或 RLL 1/7/2/3 码。另一族的调制码是群编码记录(“GCR”)码, 例如, GCR 0/11/8/9/或 GCR 0/3/8/9 码(有时缩写为 GCR 8/9)。加到特定码名字后的数字一般表示某种编码约束,

如在比特和磁通反转之间或在没有磁通转换时邻接比特(bits)可能的最小数和最大数之间的关系,例如,通常用于坑型的编码系统是 RLL 2/7/1/2 码,该码约束记录信息在 2 个“1”之间具有最少 2 个“0”最多 7 个“0”。通常 RLL 记录提供相当大的数据一坑比,可是,因为幅度和定时容限随着频率增加而很快变坏,以致在许多情况下不可能允许高数据存贮密度。

在另一方面, GCR 0/3/8/9 不仅对每 8 个数据比特需要 9 个磁通反向,而且在它们之间还要求有“1”之间最少可以设有“0”,最多三个“0”。

给定记录系统的密度比通常按照公式 $(m/n) \times (d+1)$ 来表示,式中 m 和 n 具有上述提供的定义, d 定义为在 2 个“1”之间的“0”的最少数目。于是,根据上述公式,RLL 2/7/1/2 码具有 1.5 的密度比,而 GCR 0/3/8/9 码具有 0.89 的密度比。

为了读 MO 系统中的数据,聚焦激光或其它光学设备一般对准旋转光盘的记录表面,以使激光束能选择地使用记录表面上的多个磁迹之一。从记录表面反射的激光束的旋转可由克尔旋转装置检测。例如,在克尔旋转装置中的第一类型变化,表示第一二进制值;在克尔旋转装置中的第二类型变化表示第二二进制值。从在特定时钟间隔上产生的第一和第二二进制值产生输出信号。

虽然对能存贮越来越高数据密度的盘系统的需求连续不断,实现高数据存储密度的能力还受到几种限制。一般来说,合理的数据密度上限是由可靠性要求、激光二极管的光波长、光学组件的质量、硬件成本和操作速度确定的。最大数据密度也受抑制各种形式的噪声、干扰和失真的能力影响。例如,数据压缩得越密,符号间干扰就越多,这将会妨碍精确地恢复数据。然而,因为许多中等性能和高性能光盘驱动技术已经受到对老型号的向下兼容性约束的限制,信号处理技术的发展没有象他们理应发展的那么快。

当企图恢复存贮数据时,由于读信号中的 DC 分量非预期升高,磁光和其它类型盘驱动器的读信道通常受到许多问题的损害。直流升高的一个原因起因于在许多字节或数据段上记录非对称的数据码型。对称数据码型可认为是在所考虑的区域上具有的平均直流分量为 0。然而,由于记录比特的序列在许多调制码中基本上可以是随机的,具有 1 和 0 特定码型记录数据的定位区域将产生具有多余 DC 分量的非对称读信号。因为数据码型随时间而改变,DC 升高的电平也将改变,使 DC 基线漂移,致使门限检测容限减小,且对

噪声及其它干扰有较高灵敏度。

5 由于在写入激光或存储介质上的热效应导致的坑尺寸的偏差也会产生不希望 DC 升高。例如，当写入激光加热时，光点大小可能增加，导致较宽的坑。当记录的坑被读出时，坑大小的改变将会产生具有 DC 分量的非对称输入信号。坑大小的变化不仅会产生不希望的 DC 升高，而且也会使数据的相对位置出现时间偏移，从而减小定时容限，产生可能的读数误差。

10 为克服所述的问题，已进行了各种尝试。例如，各种磁带驱动系统通常使用无直流码，诸如 0/3/8/10 码，或者称为 8/10 码。因为 8/10 码需要 10 个存贮比特以得出 8 数字比特，这样只有 80% 的效率，这就是当企图记录高数据密度时存在的缺点。

15 控制 DC 升高的另一种方法包括使用二次微分。该方法一般包括，通过检测输入信号的第二微分的零交点，检测输入信号的第一微分的峰值。于是，DC 分量被有效地滤掉。这个方法的一个缺点在于：微分或二次微分能产生不希望有的噪声效应。其第二个缺点在于：该方法可使定时容限减小到不容许的低电平（例如，多达 50%）。

在编址 DC 升高的另一种方法中，要存贮的数据在记录之前是不规则分布的，以致于数据码型之中没有一个在数据区上重复。然而，该方法与 ISO 标准不相容并缺乏对先前盘驱动系统的向下兼容性。该方法还有一个缺点，其去随机化数据会变得复杂。

20 还有，控制 DC 升高的另一种方法涉及使用在数据段之间的所谓再同步字节。该方法一般包括：为了减小在回读时的直流升高，在记录之前对数据进行检验和操作。在记录之前，二个连续数据段被检验以确定“1”和“0”的码型是否在回读时产生诸如正 DC、负 DC 或无 DC 分量。例如，如果二个连续数据段具有相同的 DC 极性，则在将其记录在介质上之前，反转数据段之一。然而，为了不超出特定编码系统的约束范围，必须在段之间写入再同步字节，这样才能使邻接比特和磁通反转的码型是正确的。这种方法的缺点在于：它将不必要地减小所有 DC 升高，并且必须确定时间常数，以便使可预测的 DC 升高不影响性能。而且，该方法需要附加的辅助操作，包括对数据段的检验，以确定其相对极性。

30 为此，应该提出一种用于从介质中读出和存贮数据的装置和方法，该装置和方法不受 DC 升高的不希望出现效应的影响，不会产生不可接受水平的

噪声，也不会大大减少定时容限，不要求大量辅助操作或去随机化算法，同时还提供高数据存贮效率。

根据本发明的一个方面，提供了一种从信息存储介质重现存储数据的设备，所述设备包括：输入级，用于产生具有预定波形的信号，所述预定波形包括相应于所述存储数据的正峰值和负峰值；积分器级，用于对所述信号的至少一部分进行积分，以输出具有包括所述正峰值、负峰值和 DC(直流)分量的预定波形的预处理信号；数据发生器，用于产生随所述预处理信号的所述 DC 分量变化的门限信号，并通过将所述预处理信号和所述门限信号进行比较而产生指示所述存储数据的输出数据波形信号，所述数据发生器包括：正峰值探测器，用于接收所述预处理信号，以测量和跟踪所述正峰值，并输出正峰值信号；负峰值探测器，用于接收所述预处理信号，以测量和跟踪所述负峰值，并输出负峰值信号；分压器，用于平均所述负峰值信号和所述正峰值信号，从而产生分压器输出；和比较器，用于接收所述分压器输出，并将所述预处理信号与相应于所述门限信号的分压进行比较，从而产生所述输出数据波形信号。

根据本发明的另一方面，还提供了一种数据发生器组件，用于从信息存储介质中重现存储数据，所述数据发生器组件包括：正峰值探测器，用于接收具有预定波形的预处理信号，所述预定波形包括正峰值、负峰值、和 DC 分量，所述正峰值探测器测量和跟踪所述正峰值，从而输出正峰值信号；负峰值探测器，用于接收所述预处理信号，所述负峰值探测器测量和跟踪所述负峰值，从而输出负峰值信号；分压器，用于平均所述负峰值信号和所述正峰值信号，所述分压器产生表示预处理信号的近似峰—峰中点从而随所述 DC 分量变换的门限信号；比较器，用于将所述预处理信号与所述门限信号进行比较，所述比较器产生指示在信息存储介质上的存储数据的输出数据波形信号；和反馈环路，用于向所述正峰值探测器和所述负峰值探测器提供表示所述输出数据波形信号的占空比的反馈信号，从而补偿所述 DC 分量的期望值。

图 1 是表示光数据存储和重现系统的方框图；

图 2 表示在脉冲 GCR 格式情况下的均匀激光脉冲和在 RLL 2,7 格式下的非均匀激光脉冲的系列波形图；

图 3 是表示由写补偿电路调节的各种数据码型的激光脉冲系列波形图；

- 图 4 表示写补偿电路的示意图；
- 图 5 表示激光脉冲的幅度不对称校正系列波形图；
- 图 6 表示幅度不对称校正电路的示意图；
- 图 7 表示脉冲窄小化(Slimming)装置单元的基本关系的方框图；
- 5 图 8 表示由动态门限电路调节门限的系列波形图；
- 图 9 是用于动态门限电路的示意图；
- 图 10 是具有向下兼容的光数据存储和重现系统的示意方框图。
- 图 11 是表示光数据存储和重现系统的方框图；
- 图 12 是与 GCR 格式有关的一系列取样波形；
- 10 图 13A 和 13B 分别是对称和非对称输入信号的波形图；
- 图 14 是一读出信道的方框图；
- 图 15 是一读出信道各级的更详细方框图；
- 图 15B 是部分积分级的详细电路图；
- 图 16A - 16E 是一读出信道各级的频响图；
- 15 图 16F 是在一读出信道中组合级的群延迟图；
- 图 16G 是表示在该读出信道中各级的信号波形的波形图；
- 图 17 是峰值检测和跟踪电路的方框图；
- 图 18 是图 17 的峰值检测和跟踪电路的示意图；
- 图 19 是表示由输入信号的 DC 分量门限信号跟踪的波形图；
- 20 图 20A - 20D 是表示在读出信道中各个点上典型波形的图。

在图 1 中，在写模式期间，数据源 10 传送数据到编码器 12。编码器 12 把二进制数据变换成二进制码比特。然后，该码比特传送到激光脉冲发生器 14，以变换成为用于接通或断开激光器 16 的激励脉冲。在优选实施例中，码比特“1”表示在与码比特型无关的一固定的持续时间内，激光器将接通。

25 然而，根据使用的激光和光介质，的性能可用调节激光脉冲的发生或延长均匀脉冲持续时间来提高。激光器 16 的输出加热光介质 18 的定位区域，该处介质受到设定光介质 18 上磁性材料极性的磁流场的作用。在光介质的读出期间，激光束照射到介质的表面。反射的激光束的极性取决于光介质磁性表面的极性。

30 在读模式期间，反射的激光束将输入到光读出器 20，读出码输出将送到波形处理器 22。处理的读出码将送到解码器 24，输出数据将传送到用于

传送的数据输出端口 26。

图 2 描述在 GCR 8/9 和 RLL 2,7 码格式之间激光脉冲差别。在 GCR 8/9 中，单元 28 被定义为相应于一数据比特的码字。对 GCR 8/9，一个单元等于一数据比特。于是，单元 30 至 41 的每一个相应于时钟波形 45 的一个时钟周期 42。对于以 2400 转/分(RPM)旋转的具有 256 兆字节存储容量的 3 1/2" 光盘，时钟周期 42 将典型地是 63 毫微秒或 15.879 兆赫的时钟频率。GCR 数据波形 47 是从编码器 12 输出的编码数据。在图 2 中描述了有代表性的数据序列。在 GCR 数据 50 至 61 表示编码数据序列“010001110101”，其中 GCR 数据 50 是低电位，GCR 数据 51 是高电位，GCR 数据 52 是高电位，对 GCR 数据 53 至 61 也类似。脉冲 GCR 波形 65 是输入到脉冲激光器 16 的激光脉冲装置 14 的输出。如图所示的脉冲 GCR 波形 65 没有在时间或持续时间上进行调节，以反映对于特定数据码型性能的加强。脉冲 GCR 67 至 78，当相应的 GCR 数据 47 是低电位时就没有出现脉冲，当 GCR 数据 47 是高电位时就出现脉冲。例如，脉冲 GCR 67 没有脉冲，因为 GCR 数据 50 是低电位。相反地，脉冲 GCR 68、69、70 和 71 表示有激光脉冲，因为 GCR 数据 51 至 54 每个分别都是高电位，脉冲 GCR 72 至 78 也类似。在所描述的均匀的情况下，脉冲 GCR 脉冲宽度 79 对脉冲 GCR 68、69、70、71、73、76 和 77 是一致的。对该优选实施例，其脉冲宽度是 28 毫微秒。相应于脉冲 GCR 波形 65 的每一个激光脉冲在光介质 18 上产生一个记录坑。记录坑 82 相应于脉冲 GCR 68。记录坑 83 相应于脉冲 GCR 69。类似地，记录坑 84 至 88 分别相应于脉冲 GCR 70、71、73、76 和 77。

由于在光介质 18 上的热耗散和光点大小，记录坑 80 在时间上要比脉冲 GCR 65 宽。连续的记录坑 80 汇合在一起，有效地形成较大的记录坑。于是拉长的记录坑具有相应于第一记录坑的前沿，以及相应于最后记录坑的后沿。例如，由记录坑 82 至 85 产生的坑具有由记录坑 82 形成的前沿和由坑 85 形成的后沿。在 GCR 8/9 数据格式情况下，前沿相应于 GCR 数据 47 变高，而后沿相应于 GCR 数据 47 变低。因此，对于如 GCR 数据 51 至 55 表示的数据图形“10001”，对于记录坑 82 表示的第一个“1”(GCR 数据 47 变高时)产生前沿，在 GCR 数据 54 的末端，如图所示出现了由记录坑 85 表示的后沿，这是因为 GCR 数据 55 是低的。

当记录坑 80 没有坑时，重放信号 90 将是低的。在坑的前沿时，重放信

号 90 将上升并一直保持高直到坑的后沿为止，然后该信号将变低并将保持低电位直到下一个坑为止。例如，重放信号 91 是低的，因为 GCR 数据 50 是低的，没有产生坑。在记录坑 82 的前沿时，重放信号 90 具有如在重放信号 92 中所示的前沿。然后，重放信号 90 将保持不变，直到记录坑出现后沿为止。例如，由于记录坑 83 和 84 没有显示后沿，所以重放信号 93 和 94 保持高电位。因为记录坑 85 的原因，在重放信号 95 期间，信号保持高电位。然而，因为 GCR 数据 55 是低的，所以记录坑 85 产生后沿。于是，重放信号 96 衰减。信号将衰减到“0”，直到记录坑出现，产生前沿为止。于是，由于相应于 GCR 数据 56 是高电位的记录坑 86 的产生，重放信号 97 上升。当 GCR 数据 57 是低时，由于记录坑 86 后没有紧跟的后续坑，重放信号 98 衰减。当 GCR 数据 58 是低时，由于没有记录坑，重放信号 99 保持低电位。由于 GCR 数据 59 和 60 是高的，记录坑 87 和 88 重叠产生一个大的坑。于是，重放信号 100 上升，重放信号 101 保持高电位。当 GCR 数据 61 是低时，重放信号 102 在记录坑 88 的后沿处下降。

对于 RLL 2,7，一个单元由两个数据比特组成时，它相应于 2F 时钟波形 120 的两个时钟周期 121。对 256 兆字节盘，一个 RLL 2,7 编码格式将需要 35.4 毫微秒的 2F 时钟脉冲宽度 121 或 28.23 兆赫的时钟频率。该值的计算是简单的。为了保持相同盘密度，GCR 8/9 和 RLL2,7 编码格式必须在同一记录时间中包含相同的信息量。由于在 RLL2,7 格式中，每个数据比特要求两个码比特，因此，它需要两倍于 GCR 数据格式的时钟频率。GCR 数据格式记录每 8 个数据比特需要 9 个码比特。于是，GCR 数据比特时钟是时钟周期 42 的 9/8。于是，对 63 毫微秒的 GCR 时钟周期 42，为了保持相同盘密度，RLL 2,7 脉冲宽度 121 必须是 35.4 毫微秒。

RLL 2,7 数据波形 122 每个单元表示两个码比特。例如，RLL 2,7 数据 124 表示数据码型“00”，而 RLL 2,7 数据 125 表示数据码型“10”。在该数据格式中，“1”表示在数据中的跃变。于是，当在数据码型中产生“1”时，RLL 2,7 数据 125 变高。类似地，当在数据码型中产生“1”时，RLL 2,7 数据 126 变低。在产生“0”的同时，RLL 2,7 数据 122 保持相同状态。脉冲 2,7 波形 137 表示相应于 RLL 2,7 数据 122 的激光器 16 的脉冲。于是，对 RLL 2,7 数据 125 和 126，在信号是高电位周期时，脉冲 2,7 波形 140 和 141 也是高的。因为坑的热延长，脉冲 2,7 波形 141 在时间上先于 RLL 2,7 数据 126 到

达低电位。对“0”组成的较长数据码型，脉冲必须保持。例如，在数据码型“10001”期间，如RLL 2,7数据128和129所示的，脉冲2,7波形143和144保持高电位时间要比脉冲2,7波形140和141长。对于连续“0”的数据码型，脉冲2,7波形137能按分离脉冲形式产生。如，对数据码型5 “1000001”，RLL 2,7数据132、133和134能以两个分离脉冲形式产生脉冲，如脉冲2.7中147、148和149所示。

如GCR 8/9格式的情况，记录坑160表示热延长。例如，记录坑162在时间上要比脉冲2,7中波形140和141的脉冲宽；类似的结果参见记录坑163。现有的激光器和光盘的实际限制限制了记录坑163以2F时钟120频率的两个连续脉冲进行记录。于是，对于这些中等大小的坑，热积累失真效果将大于记录坑162或164和165组合记录坑中的失真。并且通过重放信号168到174所描述的重放信号167，在记录坑160的前沿到达高电位，在记录坑160的后沿衰减，并在有坑的存在和没有坑存在期间保持不变。

脉冲GCR码能够由校正可预测的位置移位来改进。图3表示用于激光脉冲发生器14的写补偿的时序图。实验测试表明，当激光器16中断两比特或更长时，提前记录提高了性能。时钟波形176是用于时钟数据177、203和229的码比特时钟，这些波形表示对提高数据码型最坏的情况。其它码型能够被校正，但是在信号幅度上将受到损害。数据180至184对应于数据序列“10100”。未补偿脉冲波形188至192相应于没有写补偿的该数据码型。未补偿脉冲波形189和191发生在时钟周期的后半段。在写补偿之后，激光脉冲发生器14的输出相应于补偿脉冲波形195，在波形195中补偿脉冲波形197和198保持不变，并利用缩短补偿脉冲波形的“低”电位时间来生成提前补偿脉冲波形200。在补偿脉冲201期间，激光16保持中断要比未补偿脉冲192持续的时间长。类似地，对相应于数据码型“1100”的数据25 206至209，对于后随有两个未补偿脉冲波形214和216的未补偿脉冲波形213，未补偿脉冲波形序列211应中断。而且写补偿电路调节补偿脉冲波形220，以使得补偿脉冲波形225在时间上更造近补偿脉冲波形223，从而使补偿脉冲波形224要比未补偿脉冲波形215短。最后，相应于数据码型“00100”的数据231至235具有发生在未补偿脉冲波形序列237中的无补偿脉冲波形30 240。写补偿使补偿脉冲波形243在时间上向前移动，以补偿脉冲波形246。

图4为表示写补偿电路的示意图，主要包括数据码型监视器248、写补

偿码型检测器 249 和延迟电路 269。数据码型监视器 248 是对从编码装置 12 输出的编码数据顺序进行时序化的序列移位寄存器。在数据比特中最后 5 个被计时的数据被送到写补偿码检测器 249，对它们进行分析，以确定是否使激光脉冲早于正常的脉冲。

5 数据码型监视器 248 由数据序列 D 触发器 250 至 256 组成。编码数据输入到数据序列 D 触发器 250 的 D 端，而其 Q 输出 WD1 变为数据序列 D 触发器 251 的 D 端的输入。该时序化过程继续在数据序列 D 触发器 252 至 256 中进行，而触发器 256 的 Q 输出 WD7 比它刚输入到数据码型监视器 248 时延迟了 7 个时钟周期。数据序列 D 触发器 250 至 254 的 Q 输出 WD1、WD2、
10 WD3、WD4 和 WD5 分别表示输入到数据码型监视器 248 的最后 7 个数据比特的最后 5 个。这 5 比特被送到写补偿码型检测器 249，以与预定的数据码型比较；如果它们匹配，使可写入信号送到延迟电路 269 以指示激光脉冲发生比正常的早。

第一个数据码型是各自通过数据反相器 260、261、262 和 263 分别将从
15 数据序列 D 触发器 250、251、253 和 254 输出的 Q 数据 WD1、WD2、WD4 和 WD5 反相来检测的。这些反相器的输出与从数据序列 D 触发器 252 的输出在检测与门 264 中作与运算。于是，当发生序列“00100”时，检测与门 264 的输出变高，表示进行了数据码型的检测。类似地，第二数据码型是各自通过数据反相器 282、283 和 284 分别将从数据序列 D 触发器 250、251 和
20 253 的 Q 输出 WD1、WD2 和 WD4 反相来检测的。这些反相器的输出与数据序列 D 触发器 252 和 254 的输出 WD3 和 WD5 在检测与门 286 中作与运算。于是，“010100”的数据码型将触发检测与门 286 为高电位，以表示已检测。第三数据序列是通过数据反相器 287 和 288 分别将从数据序列 D 触发器 250 和 251 的 Q 输出 WD1 和 WD2 反相并将这些反相器的输出与从数据序列 D
25 触发器 252 和 253 的输出 WD3 和 WD4 在数据检测与门 289 中作与运算，从而实现检测。于是，“1100”的数据码型将通过检测与门 289 触发已检测状态，以表示数据的存在。检测与门 264、286 和 289 的数据码型检测输出在检测码型或门 266 中作或运算，当检测到三个数据码型中的一个时，或门输出就变高。检测码型输出在可写入 D 触发器 268 中时序化，它的 Q 输出为
30 可写信号，此信号被送到延迟电路 269。

延迟电路 269 得到数据序列 D 触发器 253 的时钟数据输出 WD4 并同时

将它输入到延迟电路 276 和非延迟选择与门 274。延迟电路 276 的延迟输出输入到延迟选择与门 272。从写补偿码型检测器 249 来的可写信号将起延迟选择与门 272 或非延迟选择与门 274。当可写信号是低时，就表示没有检测到三个数据码型中的任一个，它被可写反相器 270 反相。这就允许从延迟

5 电路 276 来的延迟数据被时序化。另一方面，如果可写信号是高的，就表示有三个数据码型之一出现，则非延迟选择与门 274 允许传输未延迟的数据序列 D 触发器 253 的数据。延迟选择与门 272 和非延迟选择与门 274 的输出在数据或门 278 中作或运算，并将它从延迟电路 269 输出。虽然先前关于写补偿电路或时序的讨论表明，对于三个数据码型，写脉冲提前 10 毫微秒出现，

10 但在实际上，除三个数据码型以外，所有数据被延迟 10 毫微秒。对优选实施例的频率，延迟电路 276 的延迟设定在 8~12 毫微秒之间。

当记录较低频率数据码型时，磁光信号上升时间比下降时间短。这样就导致从波形处理器 22 的末级输出信号正向峰值幅度降低。这种情况能够由在数据码型的前沿具有较大有效功率的记录来校正。对优选实施例，在数据

15 码型的第二个“1”期间，数据码型“000111”将触发一个宽写信号，由此，在正常断开时间期间，使激光产生脉冲。

在图 5 中，时钟波形 301 通过激光脉冲发生器 14 对数据码型“000111”数据波形 303 时序化。如由数据 305 至 310 所描述的，当数据波形 303 是“1”时，激光脉冲发生器 14 产生具有脉冲 314、315 和 316 的脉冲波形 312。在

20 该数据码型的第二个“1”期间，激光脉冲发生器 14 将由于增加功率波形 318 而接通并产生脉冲 320。由脉冲 312 的或运算产生输出激光脉冲波形 322 并对于增加功率波形 318 接通，因此产生激光脉冲 323、324 和 325。在正常工作情况下，在时钟周期的第一个半周期间，激光脉冲 324 会断开。然而，在该特定数据码型情况下，在该时间内，对于激光脉冲 323 和 324 保持接通激

25 光器，这样有效地增加 50% 的功率。

在图 6 中，幅度不对称校正电路 291 产生相应于图 5 中增加功率波形 318 的写宽脉冲 292，它与从相应于图 5 中脉冲波形 312 的延迟电路 269 中输出的激光脉冲在激光脉冲或门 280(图 4)中作或运算，结果输出激光脉冲波形 322。在图 4 中表示数据码型监视器 248 的工作。数据序列 D 触发器 251 到

30 256 的 Q 输出 WD2、WD3、WD4、WD5、WD6 和 WD7 分别输入到幅度不对称校正电路 291，其中，数据序列 D 触发器 254、255 和 256 的输出 WD5、

WD6 和 WD7 分别在数据反相器 293、294 和 295 中反相。数据反相器 293、294 和 295 和数据序列 D 触发器 251、252 和 253 的输出在检测与门 296 中作与运算。检测与门 296 的输出表示检测到“000111”的检测码型，将以下一个时钟 301 时间在写宽 D 触发器 297 计时输出。

- 5 光读出器 20 的波形输出将以频率和数据码型的函数降低。通过波形处理器 22 处理信号能够改善幅度和定时。单个脉冲的上升和下降时间的不对称性能够用将被均衡、差分的信号与其导数相加来改进。在图 7 中，磁光信号 327 由差分放大器 329 来差分。差分信号输入到均衡器 331，在优选实施例中，它被均衡 5dB，并且振幅被作为频率的函数来均衡。均衡信号的
- 10 导数由导数处理器 333 来处理并在加法器 335 中与均衡信号相加。加法器 335 的输出是读出信号 337。

图 8 表示图 9 中所示的动态门限电路的定时图。

- 读信号 337 含有由脉冲细窄化产生的过冲。由于过冲是可预见的，所以可以增加在过冲期间的读电路门限以防止读信号 337 在正峰值 339、340、
- 15 341 和 342 以及负峰值 343、344 和 345 期间读出虚假数据。在正峰期间，门限波形 348 转换为高电位。在正峰值 339、340 和 341 期间，门限波形 349、350 和 351 分别是高电位。在负峰值 343、344 和 345 期间，门限波形 352、353 和 354 分别是低电位。无论是正或负峰，读信号 337 的每个峰都产生峰值波形 356，它是一个在读信号 337 峰值之后很短时间内出现的短计时脉冲。
- 20 读信号 337 峰值 339、343、340、344、341、345 和 342 分别产生峰值波形 358 至 364。

- 如图 9 中所示，门限波形 348 输入到门限延迟 D 触发器 366 的 D 端。峰值波形 356 对经过该触发器的门限波形 348 进行计时。延迟的门限波形 368 是门限延迟 D 触发器 366 的 Q 输出，它与门限波形 348 在门限异或门 370
- 25 中作异或运算。异或信号 372 是门限异或门 370 的输出。异或信号 372 具有两倍于初始门限波形 348 的频率。异或信号 372 输入到异或 D 触发器 374 的 D 端，以在读时钟 375 下计时。F1 波形 376 是异或 D 触发器 374 的 Q 端输出。除非是当异或信号 372 在一个以上读时钟波形 375 中是低电位时，在异或信号 372 的高脉冲期间，读时钟波形 375 具有前沿。于是，除了在异或信号
- 30 号 372 在一个以上读时钟波形 375 中是低的之后的第一读时钟 375 脉冲和下一个异或信号 372 脉冲之间的时间之外，F1 波形 376 是高电位。

F1 波形 376 与异或信号 372 在包络或门 378 中作或运算。除了从当异或信号 372 在一个以上时钟周期中已经是低电位的第一读时钟 375 直到信号 372 再到高电位时为止的时间之外，包络或门 378 的输出是高位。包络或门 378 的输出通过包络 D 触发器 379 的 D 输入端计时，而 D 输入端由读时钟 5 375 计时。包络 D 触发器 379 的 Q 输出是 F2 波形 381。除了从在异或信号 372 到达低电位后的第二读时钟周期直到下一个读时钟 375 对异或信号 372 计时一个高电位为止的时间之外，F2 波形 381 是高位。F2 波形 381 经过 F2 反相器 383 反转并与异或信号 372 在动态门限或非门 385 中作或非运算，以产生动态门限波形 387。除当 F2 波形 381 是低时，如果异或信号 372 为低，10 动态门限波形 387 任何时间都是高的。于是，除了当异或信号 372 在下一个读时钟 375 周期时是低位时，动态门限波形 387 的接通时间少于读时钟 375 周期的一半。在这种除外情况下，从异或信号 372 的结束直到第二读时钟 375 脉冲为止，动态门限波形 387 保持高位。

动态门限波形 387 用于正向或反向偏置一个偏置二极管 389。当动态门限 15 限 387 是高位时，偏置二极管 389 是反向偏置。相反地，当动态门限波形 387 是低位时，偏置二极管 389 是正向偏置。

当动态门限波形 387 正向偏置偏置二极管 389（即低的）时，滤波偏置信号 390 的电位高于偏置二极管 389 的结电压。对标准器件该电位是 0.6 伏。由于充电电容器 394 两端的电压是滤波偏置信号 390 和地之间的电压差，在 20 限流电阻器 393 两端电源电压由 5 伏降到滤波偏置信号 390 的电位。充电电容 394 充电到该电位，也就是晶体管 395 的基极电压。这时晶体管 395 导通，使得限流电阻 392 两端的电压降几乎到 5 伏。由于晶体管 395 和 396 的发射极连在一起，因此晶体管 396 的发射极电压低于晶体管 396 的基极 2.5V 电压。因此，晶体管 396 截止。这样，集电极电阻 397 两端的集电极电压就产生增加门限波形 399（它原来是低的）。在过冲期间，增加门限波形 399 是增加 25 读信号 377 检测器的门限的信号。

当动态门限波形 387 是高位时，偏置二极管 389 反向偏置，因此晶体管 395 的基极不再是地电位。当动态门限波形 387 到高位时，充电电容 394 开始充电，在晶体管 395 的基极上产生电位，并指数上升到供电的 5V 电压。30 在滤波偏置信号 390 电压上升时，晶体管 395 的发射极电压升高，同样也升高晶体管 396 的发射极电压。当该发射极电压超过基极电压的值达到发射

极—基极的结电位时，晶体管 396 导通。晶体管 396 的导通使增加门限波形 399 到达高位。

在正常工作情况下，动态门限波形 387 产生如上述的脉冲。在正常读信号时，动态门限 387 接通的周期等于该读时钟 375 的接通周期。充电电容 394 两端的电压超过 2.5V 的基极电压的充电时间比该时钟周期的一半时间长。于是，在正常情况下，增加门限波形 399 保持低位。然而，在过冲期间时，动态门限波形 399 接通较长时间，因此允许充电电容器 394 充电到超过 2.5V 的电压，由此触发增加门限波形 399 到达高位。

在图 10 中，主计算机 410 作为数据源和数字数据用户，通过电接口设备 412 耦合到数据总线 414。在主计算机 410 处理数据时，经常地需要存取外存储器，所以经过电接口设备 412 建立到数据总线 414 的连接。数据总线 414 耦合到写编码器 416 的输入和写编码器 418 的输入端。优选地，写编码器 416 编码从总线 414 来的低密度（即，ANSI）格式的数据；而写编码器 418 编码从数据总线 414 来的高密度格式的数据。对用于信息交换的 90 mm 可再写光盘盒的初步建议发布于 1991 年 1 月 1 日，它描述了 ANSI 格式，现归入本文以作参考。写编码器 416 和 418 的输出经过开关 422 交替耦合到磁光读/写头 420 的写输入。头 420 的读输出经过开关 424 交替耦合到读解码器 426 和读解码器 428 的输入。读解码器 426 以与写编码器 416 相同的格式，即 ANSI 解码数据；读解码器 428 以与写编码器 418 相同的格式解解码数据。优选地，在上面已披露的编码和解码技术已应用来实现写编码器 418 和读解码器 428。解码器 426 和 428 的输出连接到数据总线 414。

响应于模式选择信号，开关控制电子设备 430 将开关 422 和 424 的状态设置成第一模式或第二模式。在第一模式中，写编码器 418 和读解码器 428 连接在数据总线 414 和读/写头 420 之间。在第二模式中，写编码器 416 和读解码器 426 连接在数据总线 414 和读/写头 420 之间。读/写头 420 从装在可替换光盘驱动器 432 中的 90 mm 光盘上读出编码的数据并将编码的数据写入该光盘，该光盘驱动器是由盘驱动电子设备 434 控制。读/写头 420 在位置控制电子设备 436 控制下，在装在盘驱动器 432 中的盘的表面径向运动。

当高密度格式的 90 mm 盘装在盘驱动器 432 中时，模式选择信号把该系统设置在第一模式。结果，由主计算机 410 输出的将被存储在盘上的数据由电接口设备 412 编制并由写编码器 418 编码；从盘中读出的数据由读解码

器 428 解码、由电接口 412 再编制，并传送到主计算机 410 作处理。

当低密度 ANSI 格式的 90 mm 盘装在盘驱动器 432 中时，模式选择信号把系统设置在第二模式。结果，由主计算机 410 输出的将被存储在盘上的数据由电接口 412 编制并由写编码器 416 编码；从盘中读出的数据由读解码器 5 426 解码、由电接口 412 再编制，并传送到主计算机 410 作处理。

优选地，与所使用存储数据的格式无关，模式选择信号以一种格式，例如低密度 ANSI 格式存储在每个盘上，系统默认该相应的模式，例如第二种模式。模式选择信号应以 ANSI 格式记录在控制轨迹区域中。当盘安装在盘驱动器 432 中时，盘驱动电子设备 434 控制位置控制电子设备 436，先读出 10 盘上模式选择信号区域存储的数据。读解码器 426 恢复加到电开关控制设备 424 的模式选择信号。如果装入的盘是低密度 ANSI 格式，则在读模式选择信号时，系统保持在第二模式中。如果装入的盘为高密度，在读模式选择信号时，系统转换到第一模式。

在某些情况下，需要调整用于第一和第二模式的激光。例如，不同的模式 15 可使用不同的激光频率或不同的激光聚焦透镜系统。在这种情况下，模式选择信号也联接到读/写头 420，以控制在不同频率或光透镜聚焦系统之间的转换，这要看情况而定。

最好是编制存储在两种格式中的数据，以在每个扇区有相同的字节数，即在 ANSI 情况中的 512 字节。在这种情况下，同一个电接口设备 412 就能 20 够以两种格式编制存储在盘上和从盘中重现的数据。

根据本发明，同样的读/写头 420、位置控制电子设备 436、光盘驱动器 432、盘驱动电子设备 343、电接口设备 412 和数据总线 414 可被应用于以不同格式在光盘上存储和从其中重现数据。结果，从随着现代技术的发展正在出现的高密度格式向下对工业标准格式的兼容就能用同一设备来实现。

25 同时，本发明还涉及消除读出信号中 DC 分量不良影响的装置和方法。

虽然，本发明可应用于许多数据存贮和重现系统，下面优选实施例将主要集中在磁光系统。但本发明并不局限于磁光设备上。

一种用于从磁光设备中存贮和重现数据的详细系统提供在有关申请号 07/964518 的申请中，申请日为 1993 年 1 月 25 日，现将该申请作为参考归 30 入本申请，等效于在本申请中已充分陈述。

图 11 示出了典型磁光系统的方框图。该系统可具有读出模式和写入模

式。在写入模式下，数据源 10 发送数据到编码器 12。该编码器 12 将数据变换成二进制码比特。该二进制码比特传送到激光脉冲发生器 14，在该发生器中编码比特可变换为激励脉冲，用于使激光器 16 接通和关闭。例如，在一个实施例中，代码比特的“1”表示在与码比特码型无关的固定脉冲时间中
5 将脉冲接通激光器，而码比特的“0”表示在该间隔上激光器没有脉冲。根据特定激光和正被使用的光介质的类型，通过调节激光脉冲的相对发生或延长均匀脉冲宽度可提高性能。在脉冲驱动下，激光器 16 加热光介质 18 的定位区域，由此光介质 18 的定位区域受到磁通作用，使在光介质 18 上的磁性材料的极性固定。该定向区域通常称为“坑”，它以磁方式存贮编码数据直
10 到抹去为止。

在读数模式下，激光束或其它光从光介质 18 的表面被反射。反射的光束具有与光介质 18 磁表面的极性有关的极化。反射激光束输入到光读出器 20，光读出器 20 将输入信号或读出信号送到波形处理器 22，用于调节输入信号和恢复编码数据。波形处理器 22 的输出可输入到解码器 24。解码器 24
15 把编码数据译回到原始形式，并把译码数据发送到数据输出端 26，用于传送或按需要进行其它处理。

图 12 更详细地描绘使用 GCR 8/9 码格式存贮和重现数据的方法。对于 GCR 8/9 码，单元 28 定义为一个信道比特，每个时钟周期 42 对应于信道比特，于是，单元 30 到 41，每个对应于时钟波形 45 的一个时钟周期 42。如
20 时钟速度的一个例子，对于以 2400 转/分旋转，存贮容量为 256 Mbytes (兆字节)的 3 1/2"光盘，时钟周期 42 一般为 63 毫微秒或时钟频率为 15.879 MHz (兆赫兹)，GCR 输入波形 47 是编码器 12(见图 11)的编码输出。该 GCR 输入波形 47 对应于通道序列“010001110101”。激光脉冲发生器 14 使用 GCR 数据波形 47 得到脉冲 GCR 波形 65 (在图 12 中为表示对特定的数据码型进行性能增强而没有在时间或宽度上加以调节)。通常，当 GCR 数据波形 47
25 在高位时，GCR 脉冲 67 到 78 按时钟周期产生。脉冲 GCR 波形 65 提供到激光器 16。光介质的磁化在激光脉冲开和关时反转极性 (例如，利用不归零 (“NRZ”) 驱动信号去激励磁记录磁头)。由 GCR 脉冲 68、69、70 等产生的激光脉冲在光介质 18 上生成一记录坑 80。于是，记录坑 82 到 88 分别对应
30 于 68、69、70、71、73、76 和 77。

连续记录坑 82 到 85 合在一起可有效地形成一长坑。该长坑具有一前沿

和一后沿，前沿对应于第一记录坑 82 的前边缘，而后沿对应于最后记录坑 85 的后边缘。

用诸如激光器之类的光学设备读出记录坑导致重放信号 90 的生成。在没有任何记录坑的情况，该重放信号 90 处于低电位。在坑 86 的前边缘，重放信号 90 将上升并保持高电位，一直到达坑 86 的后边缘，在坑 86 的后边缘点处，重放信号 90 将衰减并保持低电位直到下一坑 87。

上述所述的方法，因为重放信号 90 中的脉冲宽度表示比特值“1”之间的距离，所以该方法被称为脉冲宽度调制(“PWM”)。因此，定义在重放信号 90 中脉冲长度的记录坑 80 的边缘包括相关数据信息。如果重放信号被微分了，第一微分信号 110 的信号峰值 111 到 116 对应于记录坑 80 的边缘。(在图 12 中示出的第一微分重放信号 110 的信号峰值稍偏离记录坑 80 的边缘，因为重放信号 90 被表示成理想的)。为了从第一微分信号 110 中恢复坑边缘信息，必须检测信号峰值 111 到 116。在本说明书中还将详细描述这种方法。

可是，大多数或全部现有 RLL 2/7 码系统与脉冲位置调制(“PPM”)一起使用。在 PPM 系统中，坑不表示“0”，而表示“1”。坑之间的距离表示在比特值“1”之间的距离。每个坑的中心对应于数据的位置。为了找出坑的中心，则微分重放信号并检测第一微分的零交点。这种技术可与上述的 PWM 系统相对比，PWM 中第一微分的信号峰值包括相关脉冲宽度信息。

尽管如此，利用 PWM 代替 PPM，与 RLL 系统，如 RLL 2/7 码系统一起使用是可能的。每个信道比特可对应于时钟波形的一个时钟周期。正如早期描述的使用 PWM 的 GCR 系统，“1”可由输入波形的跃变来表示。因此，在“0”出现时，RLL 2/7 输入波形可保持在相同状态，可是，当“1”发生时，从高到低或低到高改变。

在 RLL 和 GCR 码，或其它码中，当数据码型读出时，从光读出器 20 中产生的输入信号通常是不对称的。当不对称信号是在电路之间交流 AC 耦合时，平均 DC 值偏离峰-峰中点。非预期偏离中点可产生数据视在位置的偏移，对精确测定数据的位置起有害的作用，并且减小定时容限或使记录数据不可恢复。

参照图 13A 和 13B 可说明这种现象。图 13A 表示由对称数据码型得出的理想输入信号 S1。一般在输入信号的高和低峰值之间中点检测到数据在 1 和 0 之间的跃变。在图 13A 中可显见，输入信号 S1 的峰-峰中点连线 MP1

上面和下面区域 A1 和 A2 是相等的，并且在 1 和 0 之间的跃变精确地对应于(在理想系统中)输入信号 S1 和峰-峰中点 MP1 连线的交点。

图 13B 相反地表示由不对称数据码型得出的输入信号 S2。可显见，峰-峰中点线 MP2 上面区域 A'[1]' 是比曲线图下面的区域 A'[2]' 大。因此，输入信号 S2 具有一个直流基线 DC 基偏在峰-峰中点 MP2 上方的直流分量。当通过确定输入信号 S2 的零交点来进行在 1 和 0 之间跃变定位时，因 DC 电平与峰-峰中点 MP2 不一致而产生误差。DC 电平不保持常数，而随着输入信号的原始状态上升和下降。直流升高越大，检测的跃变将偏离真跃变点越多。因此，直流升高能使定时容限缩缩小或数据不可恢复。

图 14 是根据本发明一个实施例的一种用于减轻 DC 升高效应的读出信道 200 的方框图。该读出信道 200 大致上与图 1 的波形处理器 22 对应。读出信道 200 包括前置放大级 202、微分级 204、均衡级 206、部分积分级 208 和数据生成级 210。参照更详细的图 15 方框图、图 20A-20D 所示的波形图，和在本说明书中作为参考的各种其它图将对读出信道 200 的操作予以说明。

当扫描光介质以读出数据时，前置放大级 202 把输入信号放大到适当电平。前置放大级 202 可包括在本领域中是众所周知的一种前置放大器 203。前置放大器 203 可设置在别的地方，例如在光阅读器 20 内。在图 20A 中描绘了一种典型的放大重放信号 220。

如图 15 所示，前置放大级 202 的输出提供到微分级 204。微分级 204 可包括一差分放大器 212，例如，以本技术领域众所周知的方法构成的带有电容器 213 的视频差分放大器。图 16A 表示微分级 204 的典型频率谐振图。微分级 204 有效地增加放大重放信号 220 高频分量的相对幅度。在图 20B 中表示微分级 204 的一个典型输出波形。

如图 15 所示，微分级 204 后随均衡级 206。该均衡级 206 提供附加滤波，以修改总信道转移函数，并提供更可靠的数据检测。均衡级 206 整形微分输入信号，以便使高频和低频分量的幅度变平缓，并且产生用于后面处理的更平滑的信号。均衡滤波器通常修改噪声频谱以及信号。因此，微分输入信号整形的改进（即减小失真）通常伴同信噪比的降低。因此，均衡级 206 的设计包括一个在可接受的硬件成本前提下企图使噪声最小和提供无失真信号之间的折衷选择。一般，均衡器设计与要补偿的符号间干扰的总数、调制码、使用的数据恢复技术、信噪比以及噪声频谱形状有关。

当在磁光记录系统中读出存贮数据时线性符号间干扰的很大部分是由于限制模拟读出信道的带宽和用增加存贮密度输入信号幅度的滚降来产生的。因此，均衡级 206 可包括一个或多个改进读出信道转移函数的线性滤波器，以提供更可靠的数据检测。通常，均衡级被实现为读出信道的一部分，
5 可是在某种情况下，均衡滤波部分也可成为写入信道的一部分。

为了进行分析，重放信号可认为是一串具有单位幅度和持续时间 T 的双极性矩形脉冲。另外，重放信号可认为是一串在每个磁通反转位置上的双向阶跃函数，其中，阶跃幅度与脉冲幅度相适应。当输入信号加到均衡级 206 时，时钟信息以及每个时钟单元或比特的脉冲极性可由均衡级 206 的输出信
10 号得出。在理论上，时钟和极性信息可由使用理想的波形恢复均衡器得出，该均衡器产生一个具有与输入信号相似的比特中间值和比特边界值的输出信号。为了再产生精确的时钟，输出信号的零交点产生在比特边界。如界零交点时间和方向是已知的，时钟和数据都能从信号零交点提取。

在一个实施例中，均衡级 206 包括从一系列波形恢复均衡器中选出的均
15 衡器。一般，波形恢复均衡器产生包括类似输入或重放波形的二进制序列的信号。因为在信道中衰减信号谐波，所以合成信号的另外矩形脉冲的角就变圆了。该合成信号也可出现一些输出信号幅度变化。

产生最小带宽输出信号的均衡器是一种理想的低通滤波器，对最小截止频率具有一致的响应和在较高频率上没有响应。虽然，这种理想的低通滤波器在结构上不可能实现，关于剩余对称的奈奎斯特定理提出：锐截止最小带
20 宽滤波器能被改进，并且在所有中比特单元时间处仍能保持输出脉冲零交点。为了实现这种结果，均衡信道的高频滚降是优选对称的，并且在最小带宽滤波器截止频率上设置半幅度点。

可通过在均衡级 206 中一滤波器呈现的一种类型的滚降特性是一个升
25 余弦滚降，导致称为升余弦均衡器的装置。升余弦滚降转移函数大概可以实现，并且在最小带宽滤波器基础上具有一个改进的响应。在时间 nT ，输出脉冲具有零值，可是旁瓣阻尼振荡幅度被减小了。升余弦滤波器的输出零交点比最小带宽滤波器的更一致，并且线性相位特性用渐变滚降，例如用升余弦滤波器的相对渐变滚降更容易实现。然而，这些优点一般是以增加带宽
30 为代价来得到的。带宽扩展对最小带宽的比 f_m 有时称作为升余弦信道的“ α ”。于是，在具有 $d=0$ 的调制码时， $\alpha=0$ 是最小带宽，但表示不可实

现的矩形转移函数，而 $\alpha = 1$ 表示使用两倍最小带宽的滤波器。

升余弦均衡信道（包括模拟信道脉冲均衡器，但除去输入滤波器）的脉冲转移函数可给出如下：

$$\begin{aligned}
 & H(f) = 1, && \text{当 } 0 < f < (1 - \alpha) * f_m \\
 5 \quad & H(f) = 1/2 \{1 + \text{COS}[(f - (1 - \alpha) * f_m) / (2 * \alpha * f_m)]\} \\
 & && \text{当 } (1 - \alpha) * f_m < f < (1 + \alpha) * f_m \\
 & H(f) = 0, && \text{当 } f > (1 + \alpha) * f_m
 \end{aligned}$$

这里 $\varphi(f) = K * f$ 是相位， K 为常数。上面系列可称为 α 波形恢复均衡器， $\alpha = 1$ 信道具有以半比特间隔和全比特间隔的零位特性。这种信道在中比特或比特边界时无符号间干扰，这时为信号零交点和取样时间，因此，允许
10 精确时钟和数据恢复。对这种全带宽均衡器，滚降在零频率开始，并扩展到截止频率 f_c 。

升余弦均衡器能校正大量具有足够大信噪比的线性符号间干扰。大量的高频提升通常需要用于补偿 MO 介质损耗和光短波长低分辨率。假设结构上
15 可实现的信道以 $d = 0$ 的调制码操作，为了清除线性符号间干扰，均衡器带宽优选等于至少两倍最小带宽。这种宽度的带宽一般导致信噪比的减小。该均衡器带宽被选择以使在干扰失真和噪声之间实现最佳的折衷。在一些实例中，有希望通过使用 $\alpha < 1$ 转移函数使带宽变窄，从而以增加时钟抖动形式的失真为代价来改进噪声。

20 另一种波形恢复均衡器称为余弦 β 响应均衡器。全带宽 β 信道的脉冲转移函数如下：

$$\begin{aligned}
 & H(f) = \text{COS}^{\beta}(\pi * f / (2 * f_c)) && \text{当 } 0 < f < f_c \\
 & H(f) = 0 && \text{当 } f > f_c
 \end{aligned}$$

象 α 均衡器系列一样，有多种 β 均衡器。全频带 β 均衡器具有截止频率 f_c ，
25 由于在比特边界干扰量相当小，因此减小了时钟抖动。在本专业中使这些类型的均衡滤波器最佳，以在各种类型噪声条件中实现使误差减小到最小可能的技术是已知的。

利用 α 均衡器一般导致一较窄频带，由此，以时钟抖动或水平眼张开度为代价来减少噪声。利用 β 均衡器一般通过减小高频提升而没有减小带宽来实现信噪比改进。选择 β 均衡器可减小垂直眼张开度或有效的幅度压缩。 $\alpha = 1$ 和 $\beta = 2$ 均衡器信道，从眼的观点来看是相同的，两种类型的信道都具
30

有相当宽的眼张开度。

对于 $d > 0$ 的码的优选均衡器信道带宽不必依赖于最小记录脉冲宽度 T_r ，如可预期的，而是依赖于比特宽度 T_m 。这是因为数据恢复电路一般需要区别两个脉冲，其差别仅仅为一比特宽度，且时间分辨率是信号带宽的函数。例如在比特边界没有符号间干扰，该(O、K)码（这里 K 表示没有磁通反转的最大连续比特数）需要标称带宽 $BW_{[NOM]} = 1/T_m = f_c$ ，以便消除在

5 每个比特的中心和边界上的干扰，除非这些符号间干扰不在比特边界上。

对于 $d > 0$ 的码，用缩小带宽 $BW = 1/(2 \cdot T_m) = f_c/2$ 基本上能消除在比特边缘的干扰。在这种情况下，所有比特读数脉冲在磁通反转处具有单位幅度，

10 且在磁通跃变处读数脉经过交叉零。较窄带宽 BW 在无干扰点处产生输出信号零交叉，而不考虑比特的中心，可是，在有信道损伤的情况下，一般在获得的带宽减小的同时检测的不确定性增加。较窄带宽 BW 也产生在信号零交叉斜率的减小，导致对于噪声、盘速变化、模拟信道差值、或不适当均衡的检测灵敏度的可能增加。例如，具有 $(1,K)_{2/3}$ 比率调制码的半带宽 $\beta = 2$ 均

15 衡信道可产生一个具有在信号零交叉处没有符号间干扰而在零交叉之间有一些幅度变化的信号。即使记录信息比 NRZ1 调制(例如，带宽=0.75 且相对于 NRZ1 比特率=1.33)多，其带宽也比不归零(“NRZ1”)调制的带宽小。该减小带宽构成了调制码率损耗。

$\alpha = 1$ 和 β 波形恢复均衡器可使输出零交叉出现在等效的输入脉冲边缘。数据检测可通过硬限幅均衡信号获得，结果均衡信号一般产生类似原始重放信号的输出信号。然而，这种结果只有在均衡器响应扩展到直流的时候产生，一般对于磁光信道的情况不是这样。在 MO 信道中低频损耗使 DC 基线上下偏移，导致输出比特按照在零交叉检测器的幅度补偿程度伸长或缩短。这个问题可通过无直流调制码或如本说明书中所述优选的 DC 恢复来解

25 放。为了实现波形恢复均衡器的理想的低频响应。该低频信号必须大大地放大，在某些条件下会严重地降低信噪比。如果低频噪声大量出现，除了使用具有无 DC 和少量低频含量或 DC 恢复电路的调制码外，波形恢复均衡技术不可能是十分满意的。

在优选实施例中，均衡级 206 可包括设置在集成芯片上的可编程滤波器和均衡器 207。这种集成芯片目前可从各家制造厂买到。该滤波器和均衡器

30 207 可以是等波纹型的且具有频率可达大约等于两倍截止频率的相对群延迟

常数，图 16B 中示出均衡级 204 的一个典型频响图，在图 20C 中示出一个典型的输出波形。

5 在信号已被均衡级 206 处理以后，在图 10C 中信号波形的峰值包括关于读出数据位置的精确信息。该信号峰值可通过取另一个微分来检测，但是这样做对系统的信噪比有害，并且很可能产生不希望的抖动。在这里所述的本发明优选实施例通过使用部分积分和新型的数据生成电路提供一个检测信号峰值而不取第二微分的精确装置。

10 在信号已被均衡级 206 处理以后，提供到部分积分级 208，用于进一步修整波形。如图 15 所示，部分积分级 208 可包括：放大级 229，带通滤波级 230、积分器和低通滤波器级 232、以及减法器 and 低通滤波器级 234。放大级 209 接收均衡级 206 的输出，并将信号提供给低通滤波级 230 和积分器和低通滤波器级 232。积分器和低通滤波器级 232 优选地衰减选择范围的高频分量。积分器和低通滤波器级 232 的典型频响 260 和带通滤波级 230 的典型频响 261 显示在图 16C 中。

15 带通滤波级 230 的输出从积分器和低通滤波器级 232 的输出中减去，并经低通滤波级 234 滤波。部分积分级 208 包括一低通滤波器 234 的总频响曲线图表示在图 16D 中，图 20D 中表示了部分积分级 208 的典型输出波形。

20 在图 15B 中表示特定实施例的部分积分级的详细电路图。在图 15B 中，差动输入 238、239 从均衡级 206 接收。该差动输入 238、239 提供给差分放大器 240，其结构如图，差分放大器 240 对其输入作差分和。差分放大器 240 基本上对应于图 15 中所示的放大级 229。

差分放大器 240 的输出 249 送到一对电流发生器 241 和 242。如图 15B 所示的结构，第一电流发生器 241 包括电阻 R77 和 PNP 晶体管 Q61，第二电流发生器 242 也包括电阻 R78 和 PNP 晶体管 Q11。

25 电流发生器 241 的输出送到带通滤波器 243。如图 15B 中所示的并联构形，带通滤波器 243 包括电感 L3、电容 C72 和电阻 R10。该带通滤波器 243 基本上对应于图 15 的带通滤波级 230。另一电流发生器 242 的输出送到积分器 244。如图 15B 中所示的并联构形，积分器 244 包括电容 C81 和电阻 R66。

30 积分器 244 的输出通过电阻 R55 送到 NPN 晶体管 Q31、晶体管 Q31 构成发射极跟随器，对于积分器 244 的输出提供隔离，并起电压源的作用。

晶体管 Q31 的发射极接到低通滤波器 245。如图 15B 所示的构形，低通滤波器 245 包括电感 L6，电容 C66 和电阻 R49。积分器 244 接到晶体管 Q31 和低通滤波器 245。如图 15B 所示的构形，低通滤波器 245 包括电感 L6、电容 C66 和电阻 R49。积分器 244，和晶体管 Q31 的发射级跟随器，以及低通滤波器 245 基本上对应于图 15 中所示的积分器和低通滤波器级 232。积分器 244 的频响基本上对应于图 16C 所示的频响 260，而低通滤波器 245 的频响基本上对应于图 16C 中所示的频响 261。

从低通滤波器 245 的输出和从带通滤波器 243 的输出接到差动放大器 246，其构形如图 15B 所示。差动放大器 246 差分总和其输入，并且把差动输出提供到另一低通滤波器 247。差动放大器 246 和低通滤波器 247 基本上对应于图 15 所示的减法器 and 低通滤波器级 234。

图 16G 表示图 15B 电路的典型波形，图 16G 先表示可能从均衡器 260 提供到差动放大器 240 的典型输入波形 256，图 16G 的下一个波形 257 对应于响应于接收输入波形 256 的图 15B 电路的带通滤波器 243 的输出。图 16G 的再下一个波形 258 对应于响应于接收输入波形 256 的图 15B 电路的低通滤波器 245 的输出。波形 258 表示积分器 244 的操作效果，低通滤波器 245 的功能基本上是提供一延迟，以便在差动放大器 246 的输入下及时调节带通滤波器 243 和积分器 244 的输出。由此，低通滤波器 245 在差分总和之前与差动放大器 246 的每个输入线上的延迟相匹配。

图 16G 的最后波形 259 对应于从带通滤波器 243 和低通器 245 输出的信号已经被组合和滤波之后从第二低通滤波器 247 的输出。波形 259 典型地显示出与从磁介质读出的原始重放信号相比，其分辨率大大地改进了。

应该注意，根据图 15 和图 15B 所述的部分积分功能是使用差动放大器（例如差动放大器 240 和 246）来完成的，由此，提供共模抑制或输入信号 238、239 的 DC 分量的等效抑制。图 15 和 15B 所示的实施例的另一个特征是由部分积分级呈现的相当有利的频响特性。实际上，通过积分信号与高通滤波信号的组合（例如，在减法器 and 低通滤波器块 214 中或在差动放大器 246 中），噪声被从微分和均衡重放信号中去除，然而，部分由于带通滤波器提供的高通频率提升而保持极快的时间响应。

微分级 204，均衡级 206 和部分积分级 208 组合的主要作用是以适当的方法整形重放信号 220，以利于数据恢复。如由图 20A 和 20D 的比较可

见，在图 20D 中所示的合成信号类似于图 20A 的重放信号 220 (是由此得出的)，其差别在于：它的高和低频分量的幅度已经被均衡，并且去除了锐噪声类的特性。在图 16E 中示出了微分级 204、均衡级 206 和部分积分级 208 组合的总频响曲线图。图 16F 中示出了相同单元链的总群延迟曲线图。

5 值得注意，为了便于数据恢复，现有磁带驱动系统利用重放信号的均衡和积分，然而，因为它们一般使用无 DC(DC-free)码，这种系统很大程度上没有 DC 升高的问题。如前所述，无 DC 码的缺点是：密度比较低，并且效率差。本发明的各种实施例中，由于提供消除 DC 升高效果的装置，所以允许使用更有效的编码系统，不必使用无 DC 码。

10 部分积分级 208 的输出(例如图 20D 中的波形)提供到数据生成级 210。图 17 中示出了数据生成级 210 的方框图。数据生成级 210 包括正峰值检波器 300、负峰值检波器 302、分压器 304、比较器 306、以及双沿电路 308。图 17 所示的电路操作可参照图 19 进行说明。在图 19 中，假设以如前述的方法，记录比特序列 320 已经读出，并最终导致在部分积分级 208 产生预
15 处理信号 322。值得注意：这里所述的预处理信号 322 和各种其它的波形已在某种程度上理想化，以便于说明，并且对于本专业的普通技术人员易于理介：在图 19 和别处所描述的波形与实际波形相比可以在形状和大小上有所变化。

预处理信号 322 送到正峰值检波器 300 和负峰值检波器 302，分别测
20 量和跟踪预处理信号 322 的正和负峰值。图 19 描绘了正峰值检波器 300 的正峰值输出信号 330 和负峰值检波器 302 的负峰值输出信号 332。正峰值输出信号 330 和负峰值输出信号 332 都由分压器 304 平均，分压器 304 由一对电阻 340 和 341 组成。分压器 304 的输出用作门限信号 334，并且表示预处理信号 332 的近似峰-峰中点。分压器 304 的输出提供到比较器 306，比较
25 器 306 将分压与预处理信号 332 相比较。在预处理信号 332 相交于门限信号 334 时，比较器 306 改变状态，表示读出数据从 1 到 0 或 0 到 1 的跃变。比较器 306 的输出如在图 19 中输出数据波形 362 所示。如下更详细地进行解释，输出数据波形 362 反馈到正峰值检波器 300 和负峰值检波器 302，以允许跟踪 DC 包络。比较器 306 的输出也送到双沿电路 350，每当比较器 306
30 改变状态时，双沿电路 350 产生一个固定持续时间的单极性脉冲。

双沿电路 350 输出可以用直接方法从中恢复记录数据的时钟和数据信

息，例如，在脉宽调制(“PWM”)技术中，诸如前述的 GCR 8/9 调制码，由双沿电路 350 输出的每个数据脉冲表示磁通的跃变(即记录“1”比特)，而在时钟间隔中没有数据脉冲则表示没有磁通跃变(即记录“0”比特)。由此，记录比特的序列可通过本专业所熟知的方法由解码器 24(图 11 所示)译出，

5 以确定原始数据。

为了正确地跟踪由预处理信号 322 的 DC 部分产生的包络，优选实施例把占空因数信息从输出信号 362 反馈到峰值检波器。于是，比较器 306 的输出反馈到正峰值检波器 300 和负峰值检波器 302。该方法可参照更详细描述数字生成级 210 电路图的图 18 进一步予以说明。如图 18 所示，预处理信

10 号 322 提供到晶体管 Q2 和 Q5 的基极。晶体管 Q2 与正峰值检波器 300 相联，而晶体管 Q5 和负峰值检波器 302 相联。因为正峰值检波器 300 和负峰值检波器 302 以模拟形式操作，仅参照正峰值检波器 300 将可说明占空因数反馈操作，而本专业的普通技术人员通过参照图 18 和下面的描述，可以理解负峰值检波器 302 的模拟操作。

15 当预处理信号 322 的幅度超过电容器 C1 的存贮电压(加上晶体管 Q2 的正向偏压)时，晶体管 Q2 给电容器 C1 充电。在图 19 中，可见正向峰值输出信号 330 很快充到信号 332 的峰值。当输出信号 362 处在高电平时，输出信号 362 通过反馈在电容器 C1 上保持正向充电。当输出信号 362 处于低电平时，允许电容器 C1 放电。于是，如果输出信号 362 是高电平，在电容

20 器 C1 上由晶体管 Q1 通过电阻器 R2 保持正向充电。优选地，电阻 R1 和 R2 选为相同阻值，以使通过电阻 R2 充电的速度，与通过电阻 R1 放电的速度相同，于是保持电容器 C1 上净电荷不变。另一方面，如果输出信号 362 处于低电产，则晶体管 Q1 截止，电容器 C1 通过电阻 R1 放电。电容器 C1 和电

25 阻 R1 的值优选选择，以使时间常数比期望的 DC 升高速度稍快，因此，电容器 C1 能按产生的直流电平跟踪变化。

电容器 C1 的输出提供到晶体管 Q3 的基极。Q3 的发射极电压就是在电容器 C1 的输出之上的偏压。电流流过电阻 R3 使晶体管 Q3 的发射极跟随电容器 C1 的电压(通过射-基偏压补偿)。于是，晶体管 Q3 的发射极产生正峰值输出信号 330。应该注意：Q3 是 PNP 型晶体管，晶体管 Q1 和 Q2 是

30 NPN 型晶体管。因此，NPN-PNP 构形大大抵消了晶体管 Q1、Q2 和 Q3 可能出现的有害热效应，并且也抵消了伴随其操作的偏压。

负峰值检波器 302 以正峰值检波器 300 的模拟方式进行操作, 因此不再给予更详细地说明。晶体管 Q6 的发射极得出负峰值输出信号 332。

如前面所述, 正峰值输出信号 330 和负峰值输出信号 332 通过由图 18 所示的一对电阻 R4 构成的分压器 304 平均, 以形成门限信号 334。因此, 5 门限信号 334 设立在预处理信号 332 的峰-峰值的近似中点, 通过占空因数反馈补偿跟踪预处理信号 322 的 DC 包络。

虽然占空因数反馈在优选实施例中表示为从比较器 306 的输出开始, 显而易见, 也可使用其它反馈通路。例如, 如果触发器或者其它存储单元设置在双沿电路 308 的输出, 类似的反馈通路可从双沿电路 308 的输出取得。同时, 也可使用测量占空因数和调节门限信号以跟踪 DC 包络的其它装置。10

根据在图 14 和 15 中所一般性描述的优选技术包括在部分积分之前重放信号的微分步骤, 以及随后的 DC 的跟踪步骤。该优选的方法特别适合于具有相当差分分辨率的重放信号的系, 并且可有利地应用到诸如以 GCR 格式存贮的信号的读出。在优选实施例的一个方面中, 微分起始步骤减小来自输入重放信号的低频分量。优选实施例的另一个方面中, 在由于高通提升(例如, 从带通滤波级)而提供快速响应的同时, 部分积分级产生重放信号的恢复或部分恢复。该优选方法可与一方法相比较, 在该方法中, 重放信号的积分一开始就执行(即在微分之前), 它可导致 DC 分量的幅度增加, 并对应地更难于跟踪 DC 分量。15

可以理解, 在本说明书中所述的各种电路和方法并不受磁光系统所限制, 也可用于在存储磁带上读出数据的系统和其它盘类系统, 从更广泛的意义上来说, 可用于处理电信号的任一系统中(无论是否数据存贮系统), 其中希望减轻 DC 升高的效应。20

尽管本发明参照某些实施例已进行具体展示和描述, 本专业普通技术人员易于理解, 在不背离本发明精神范围的情况下, 可有各种改进形式。25

图 1

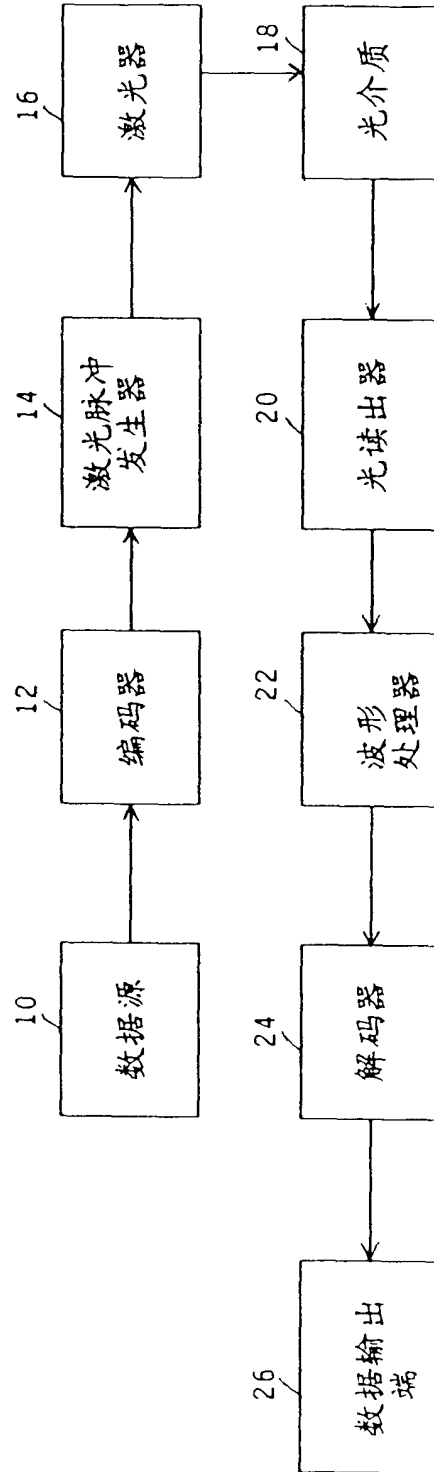
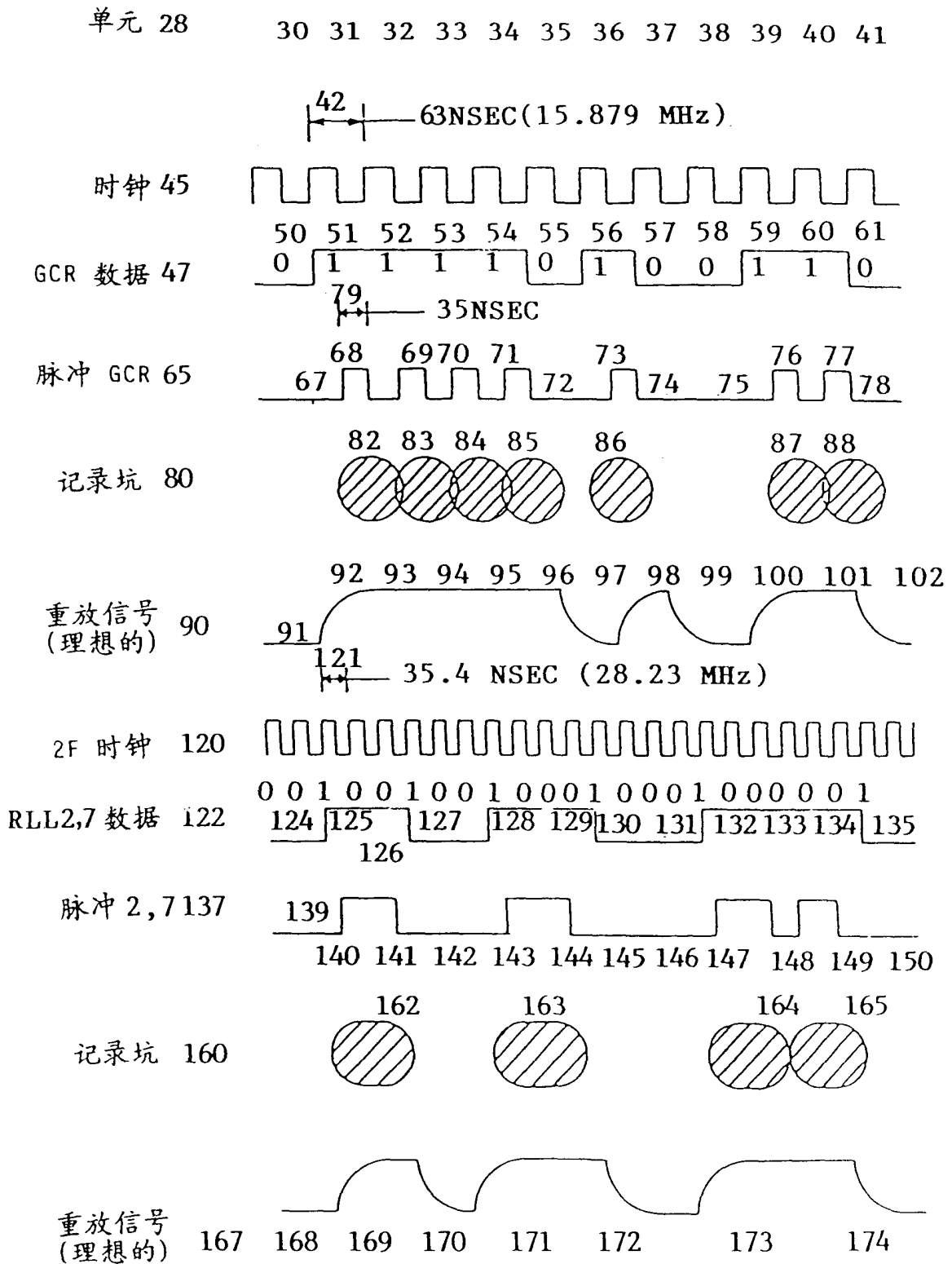


图 2



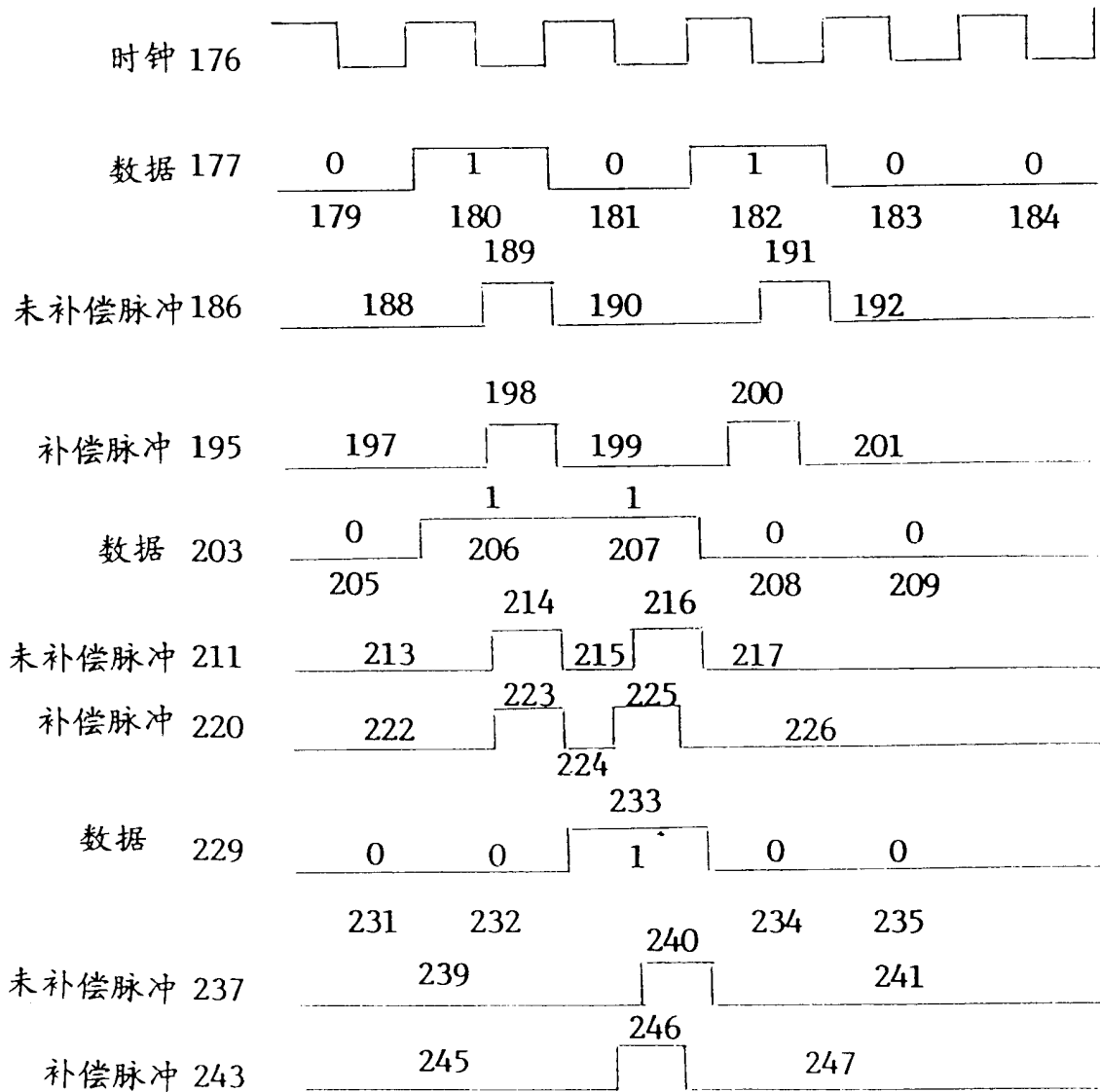
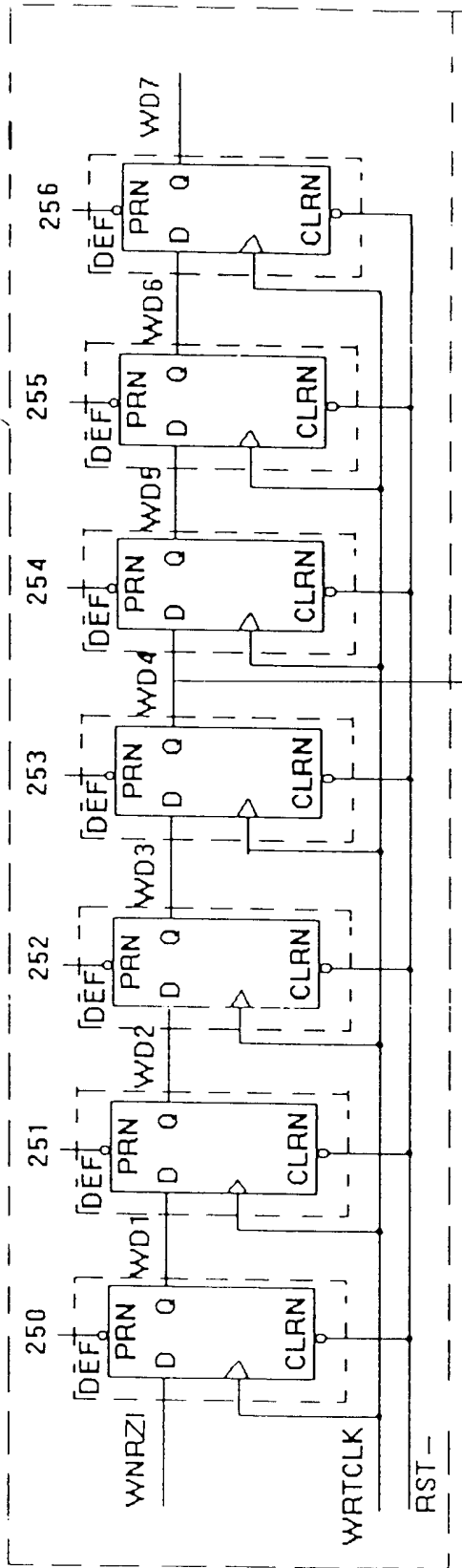


图 3

248 数据码型监视器



写补偿码型监视器

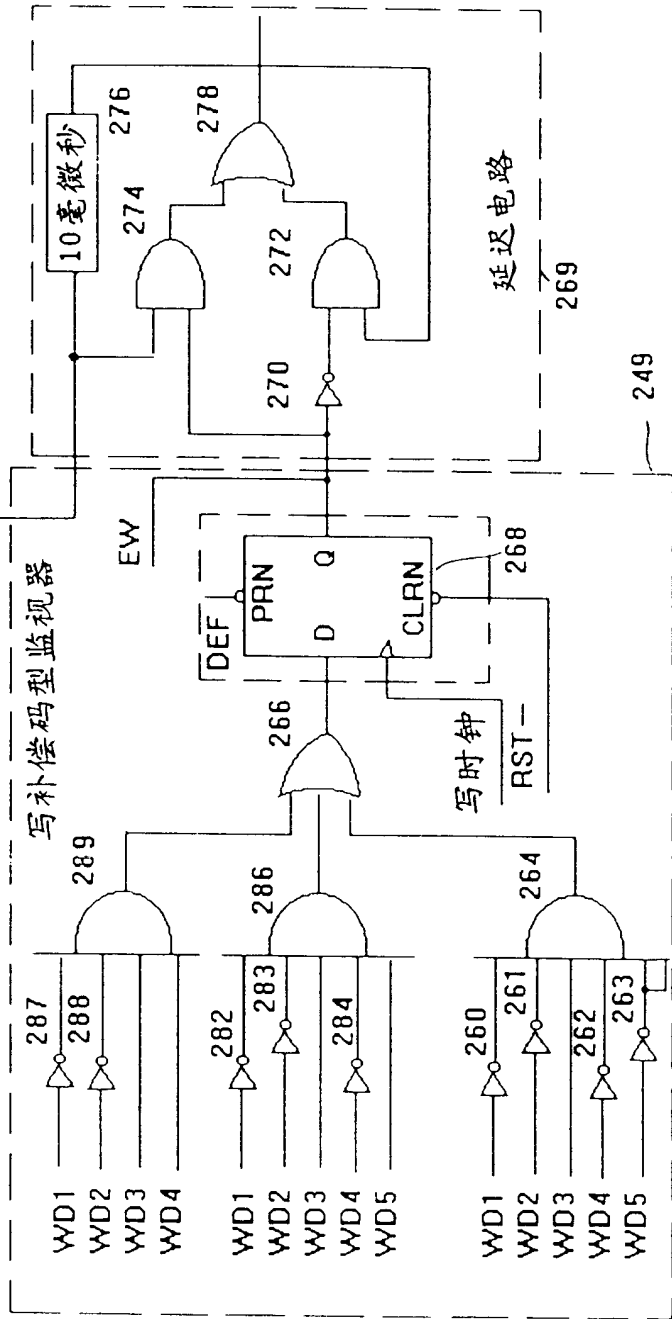


图 4

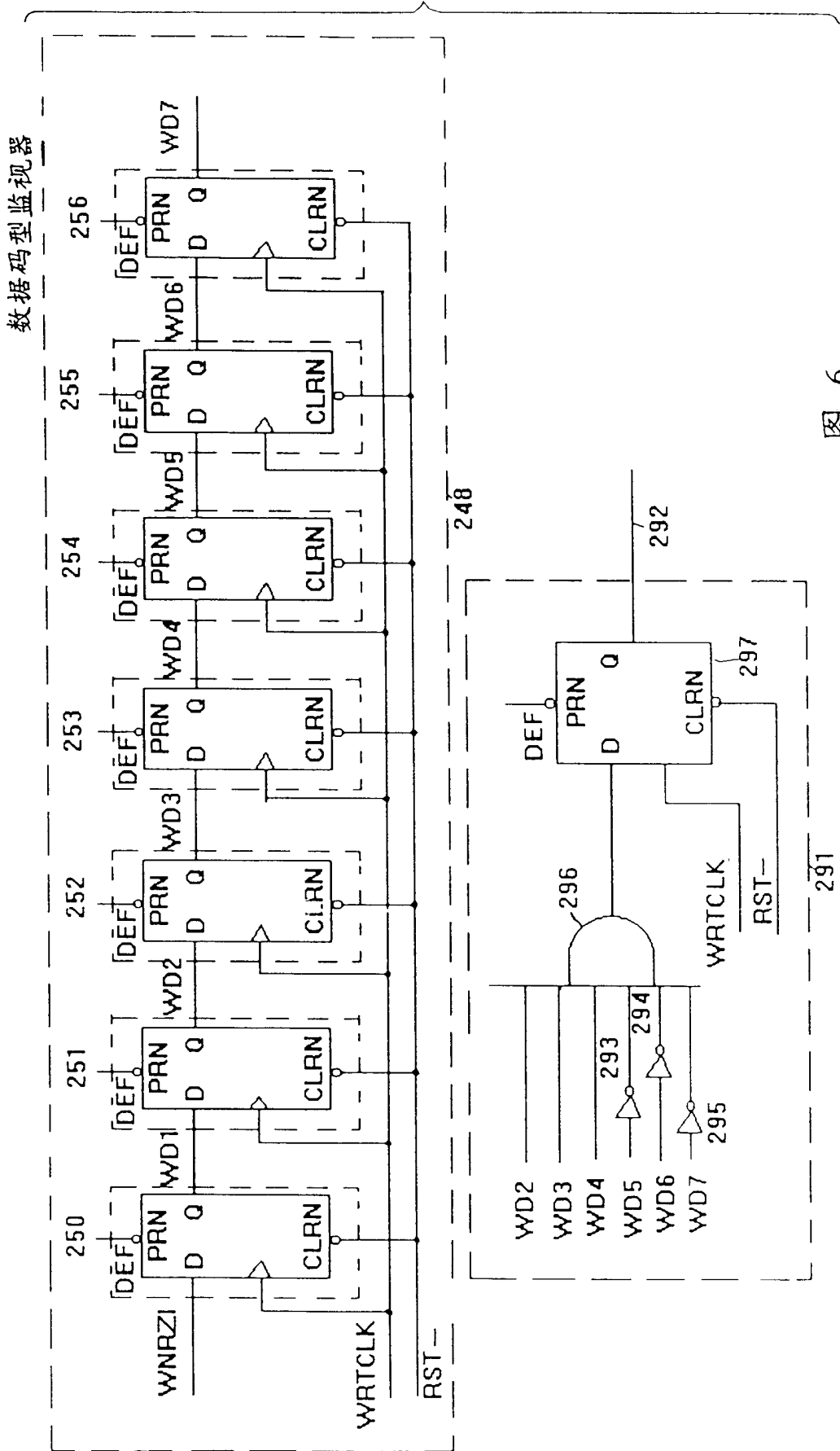


图 6

图 5

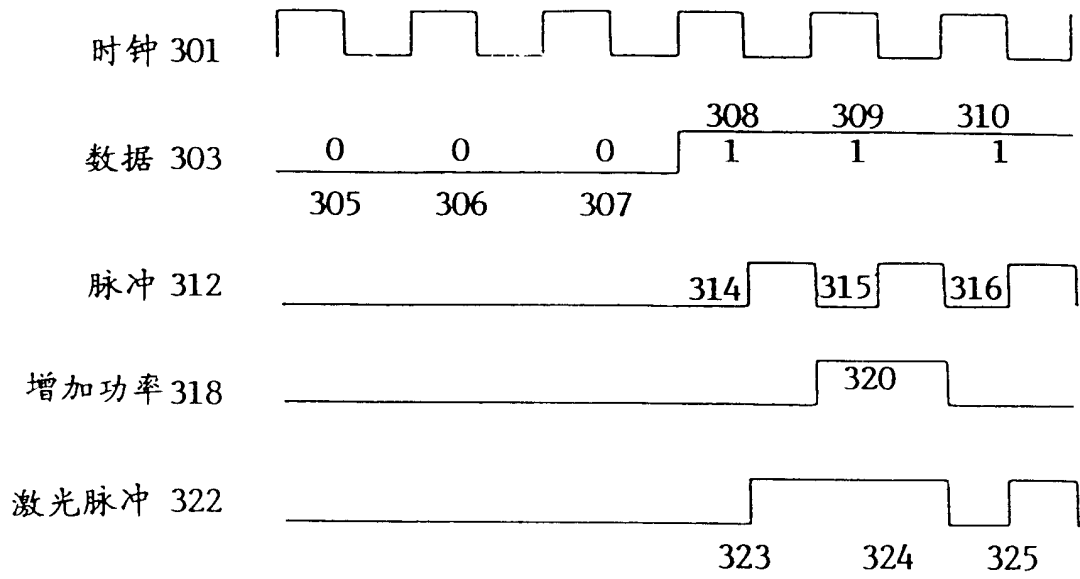


图 7

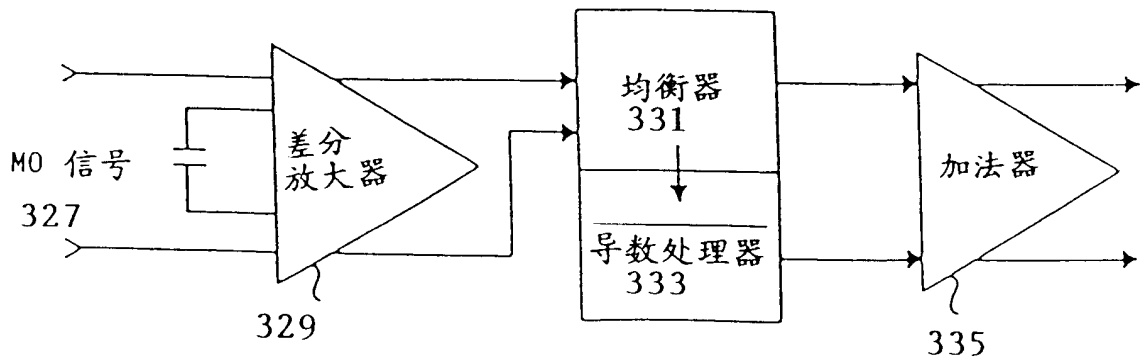
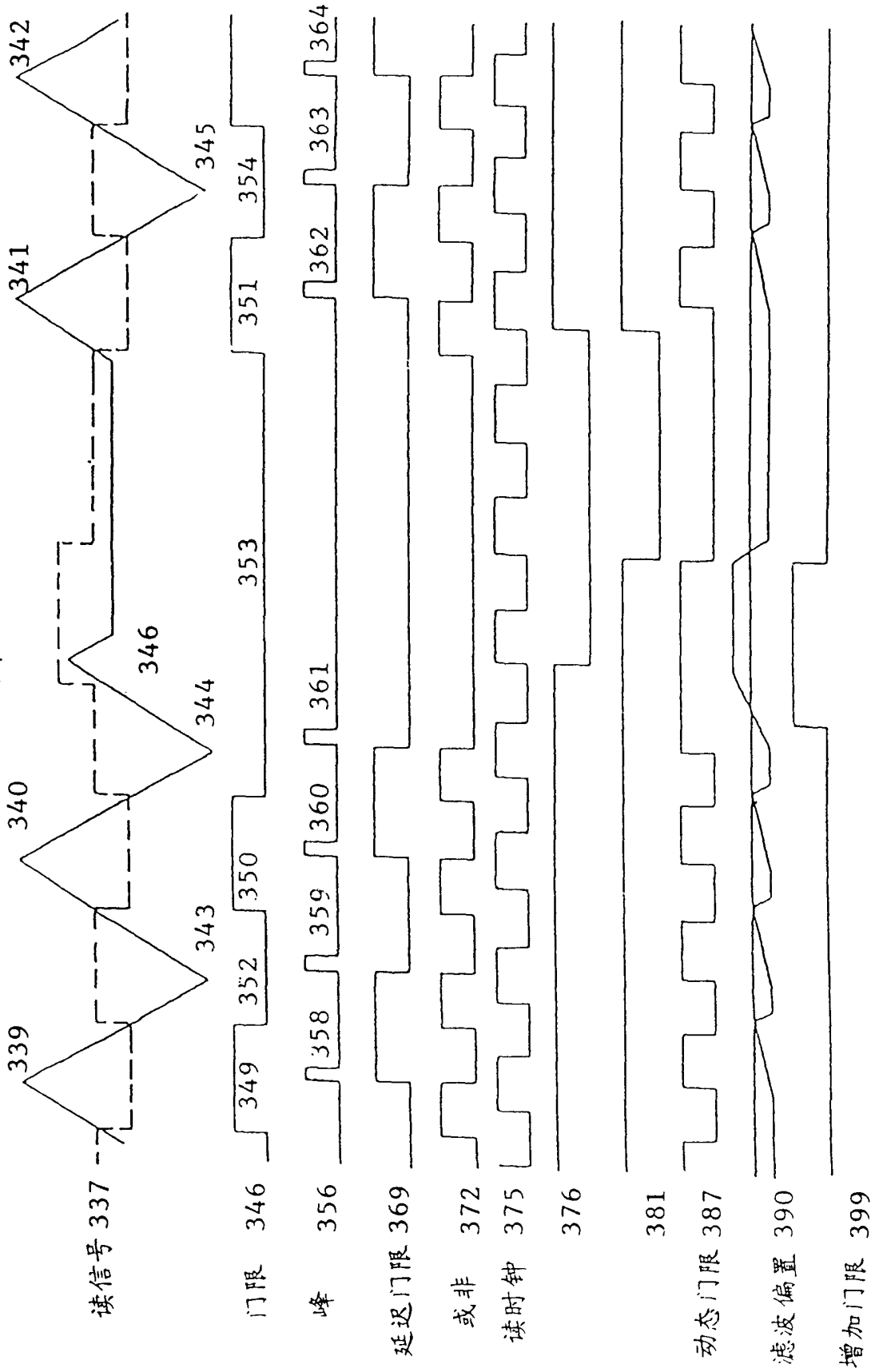


图 8



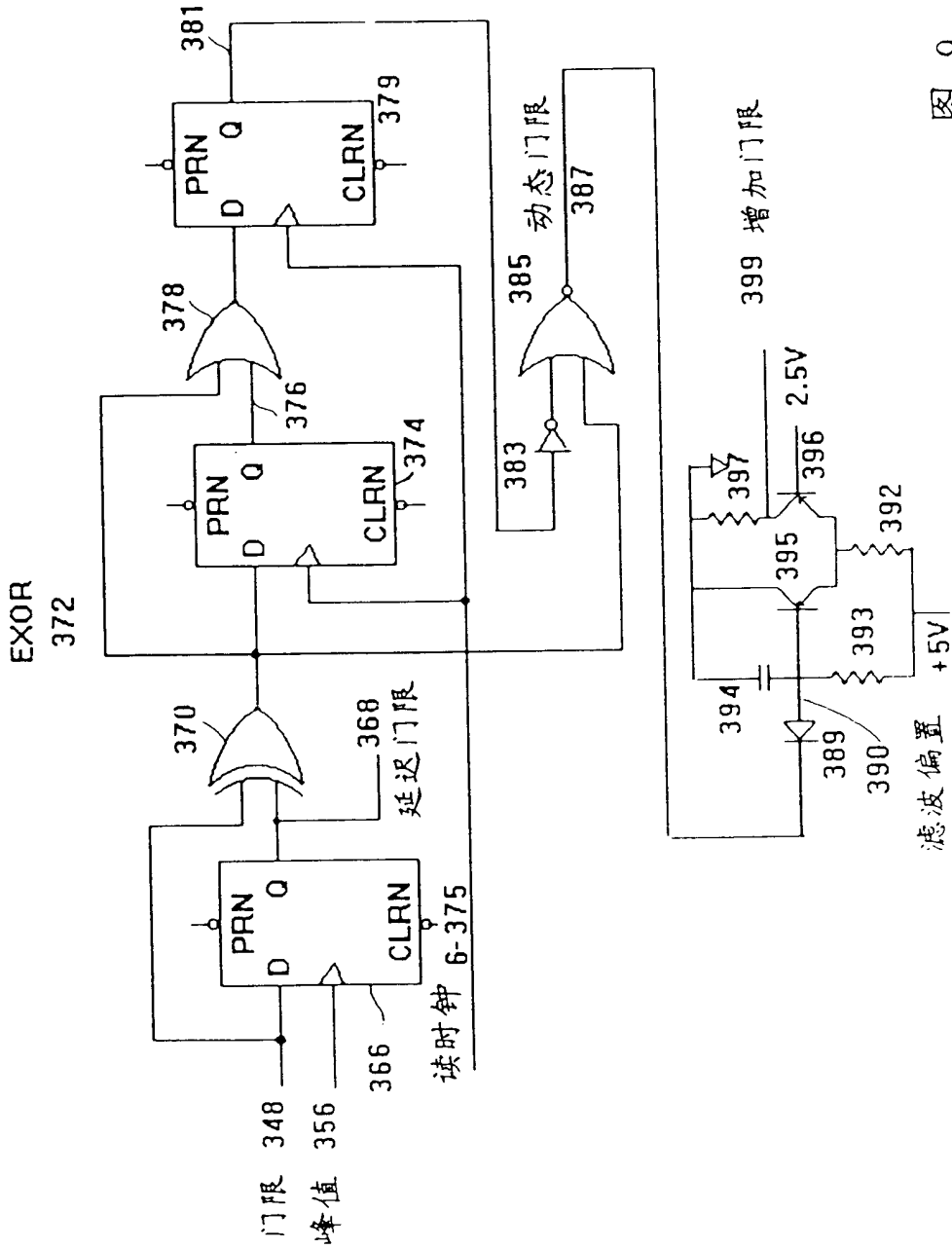


图 9

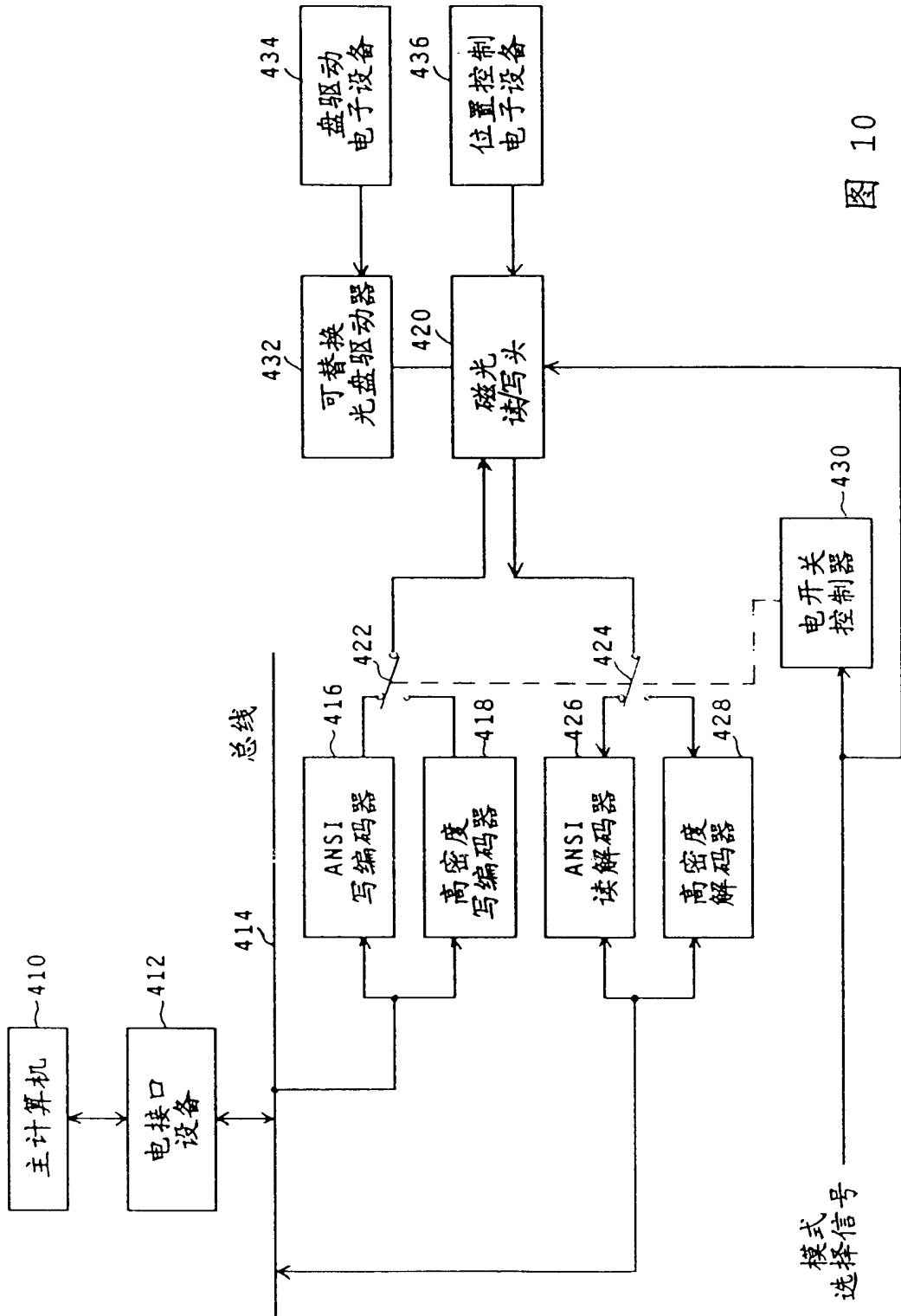
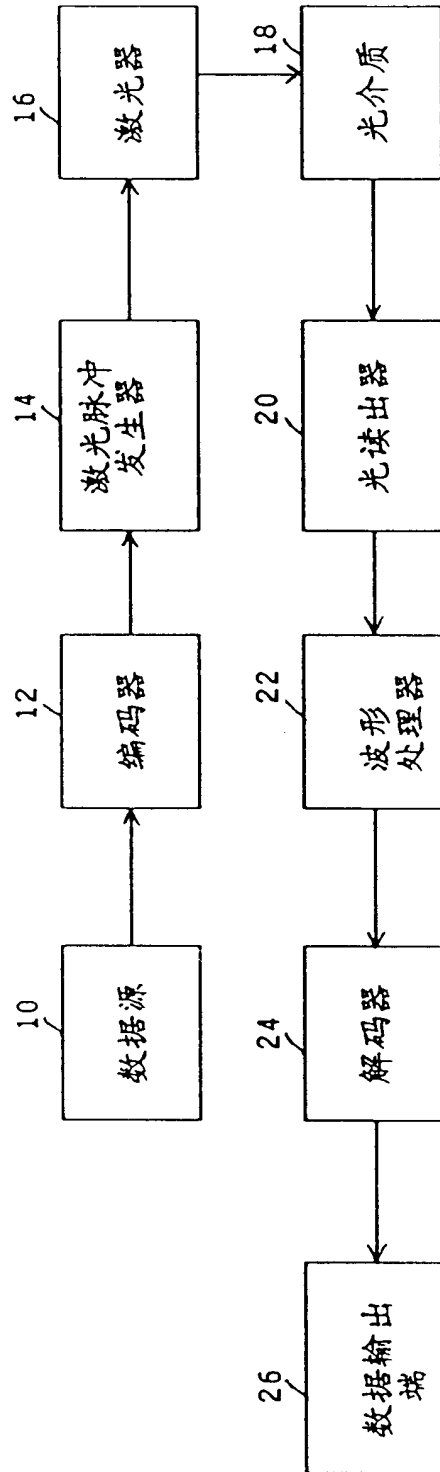


图 10

图 11



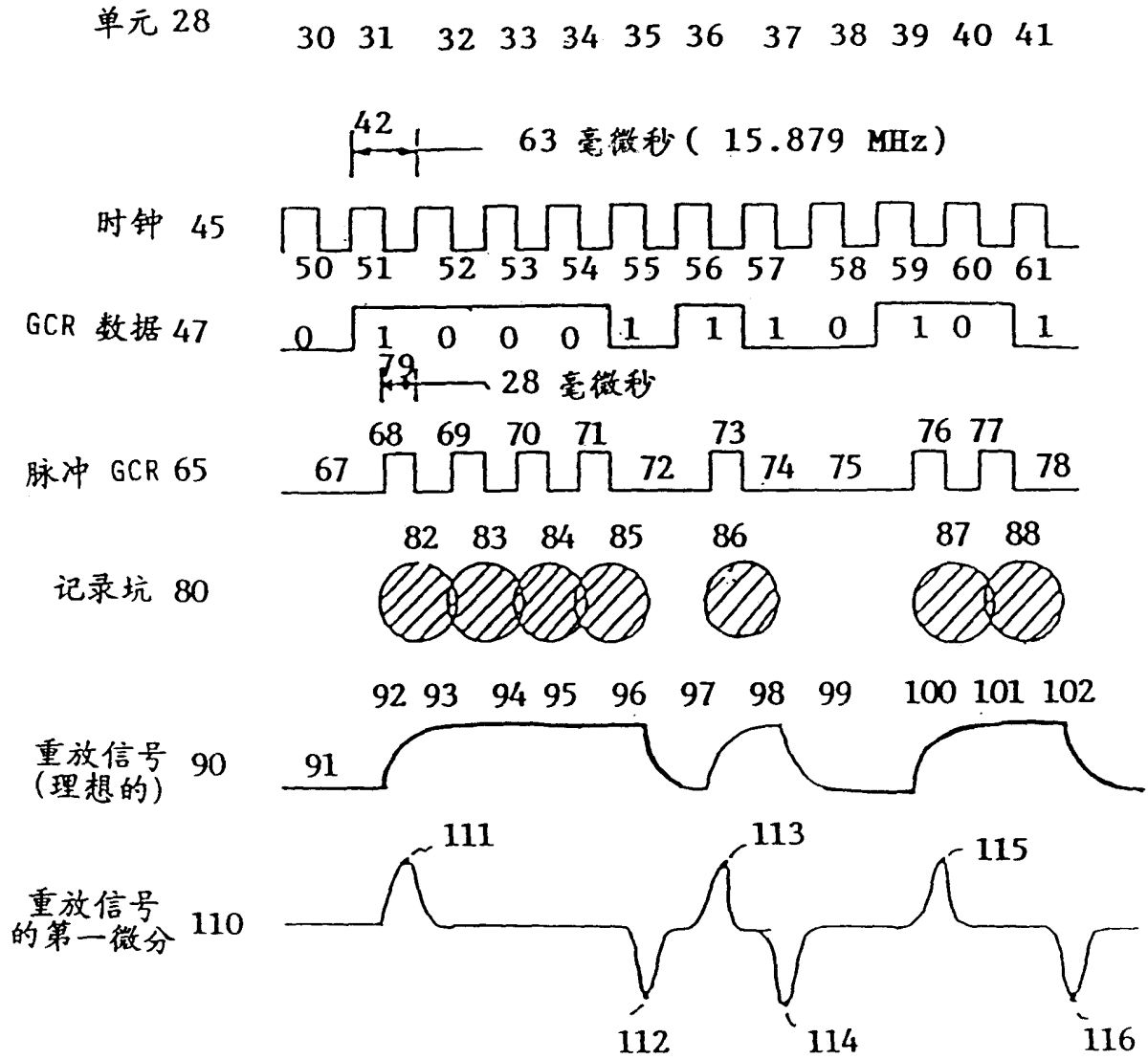


图 12

图 13 A

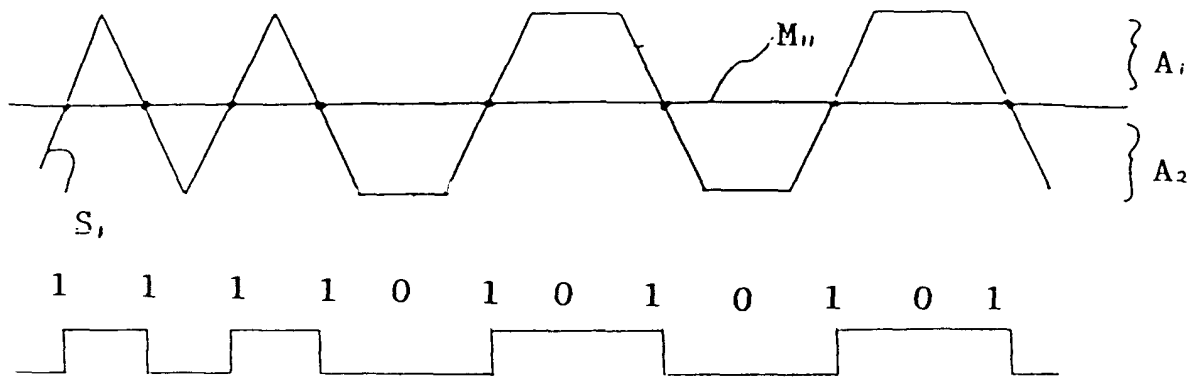
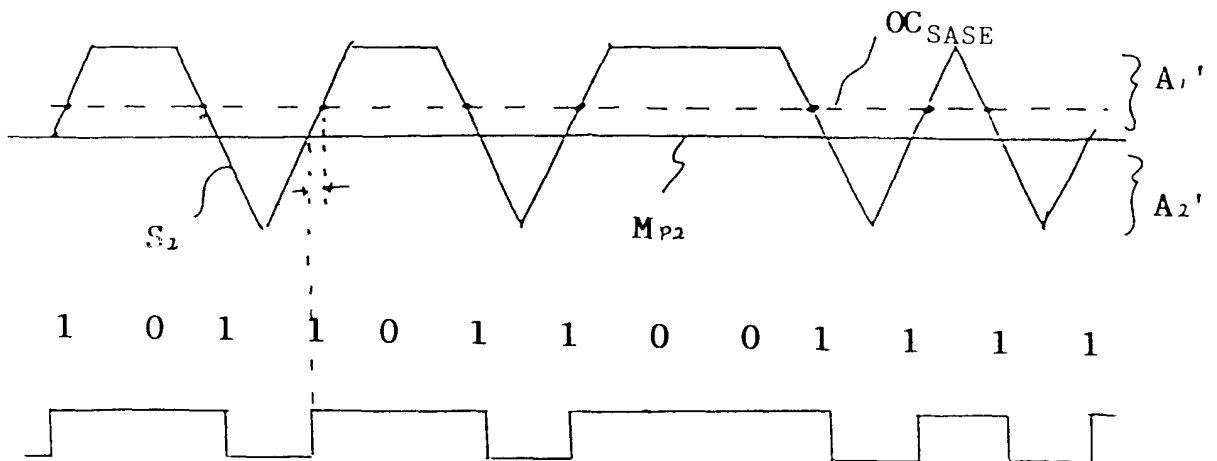


图 13 B



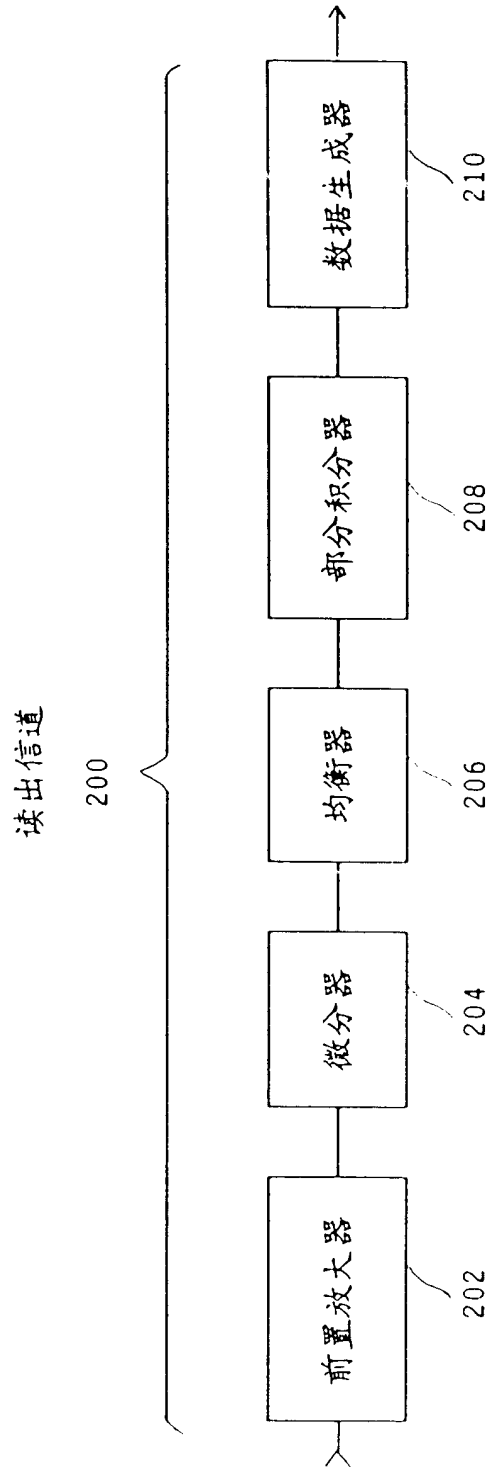


图 14

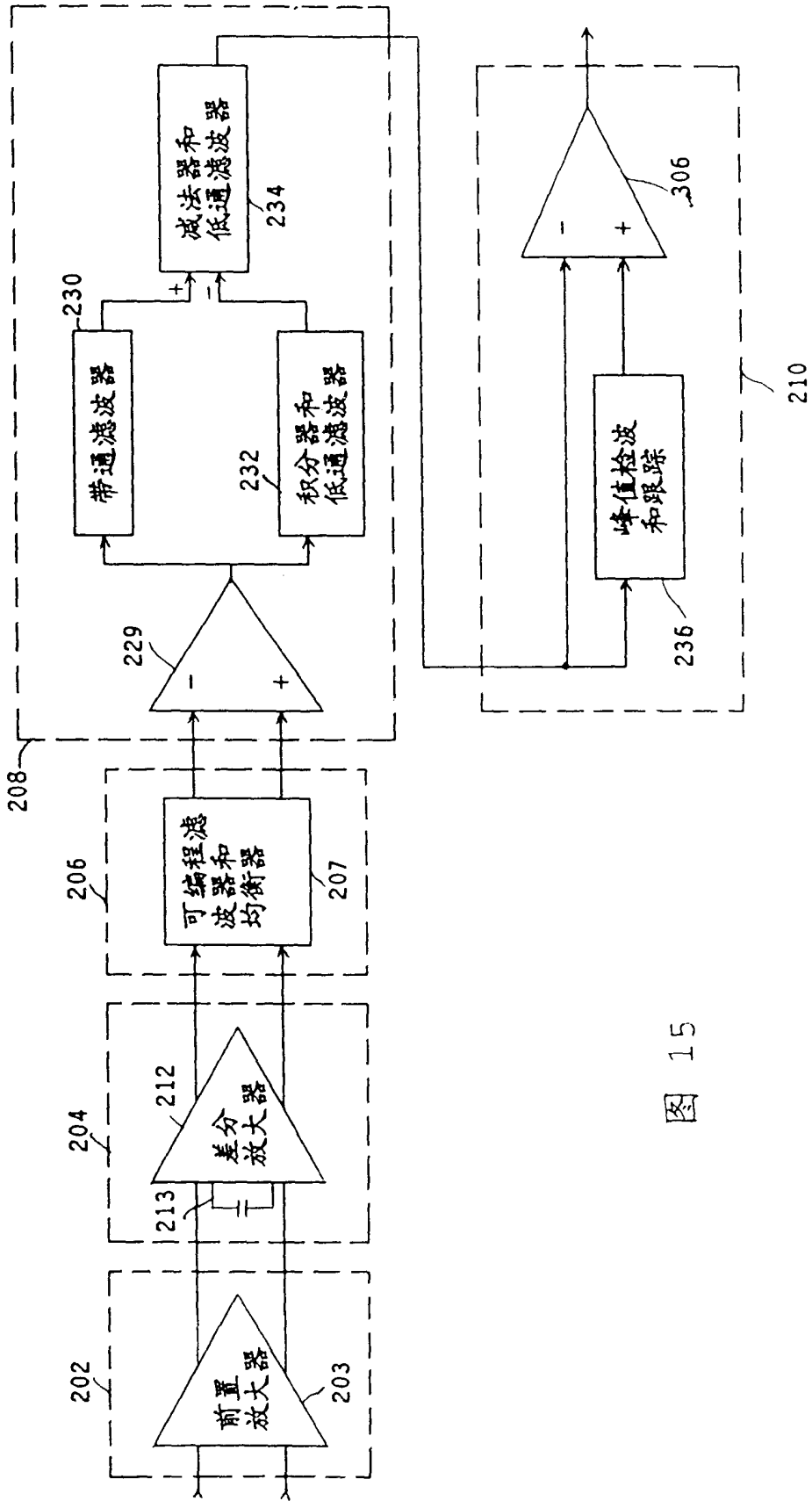


图 15

参考电平 31.500dB
/格 5.000dB
标记 6 797 044.900Hz
幅度 (UDF) 17.456dB

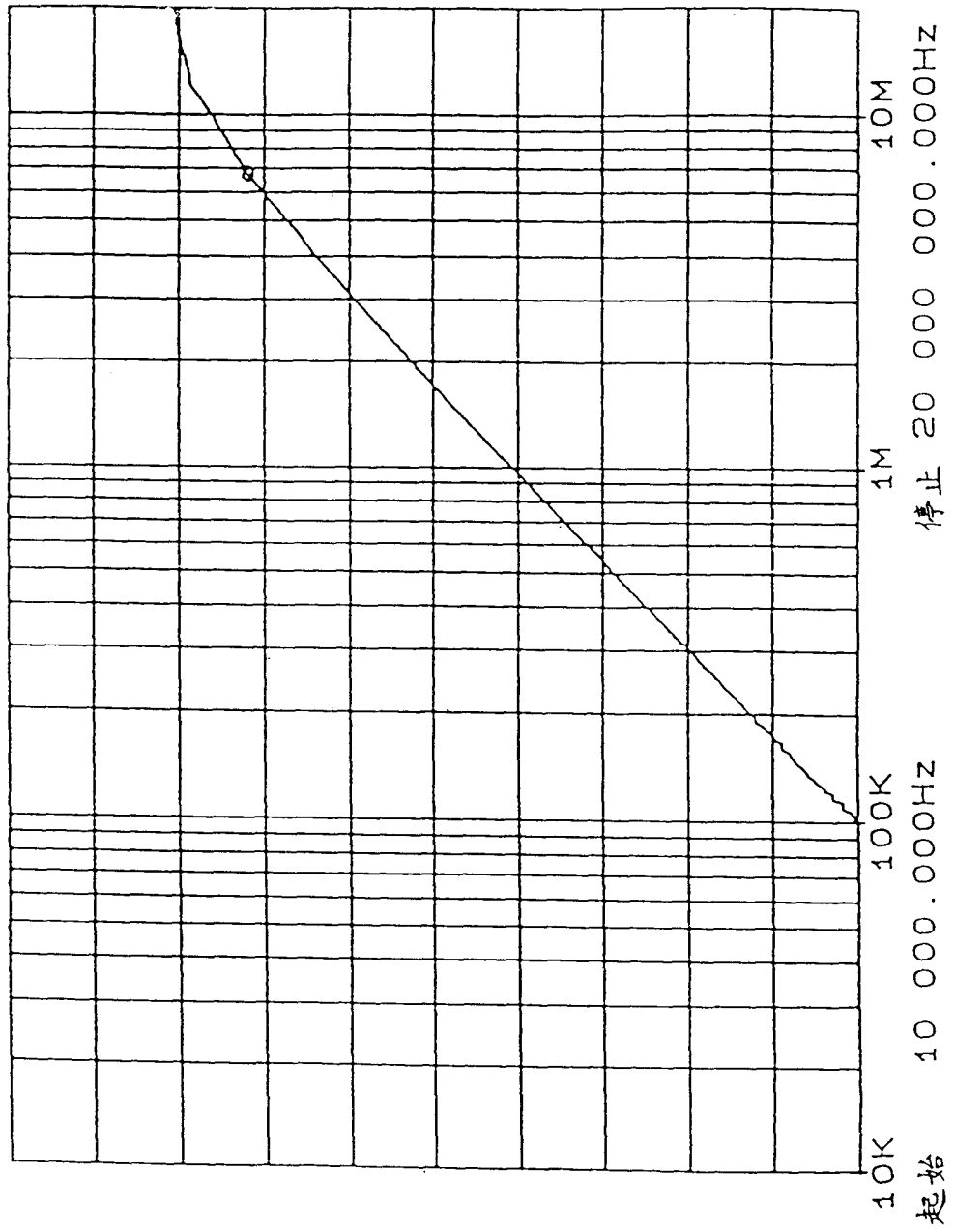


图 16 A

参考电平 / 格 5.000dB
26.510dB
标记 5 620 751.500Hz
幅度 (UDF) 7.882dB

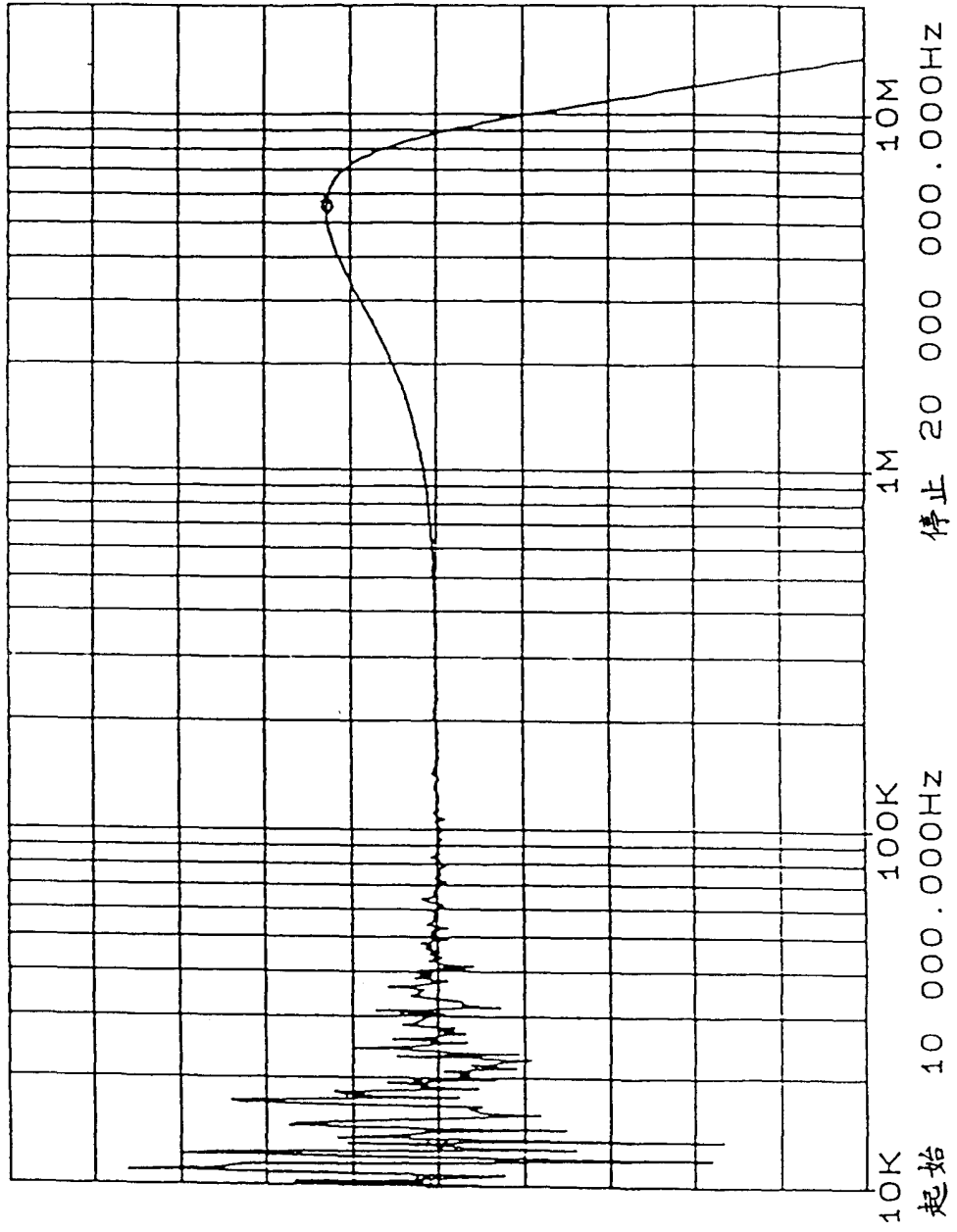


图 16 B

参考电平 / 格 标记 R S 105 657.600HZ
 9.600dB 6.000dB 幅度 (UDF) -26.669dB

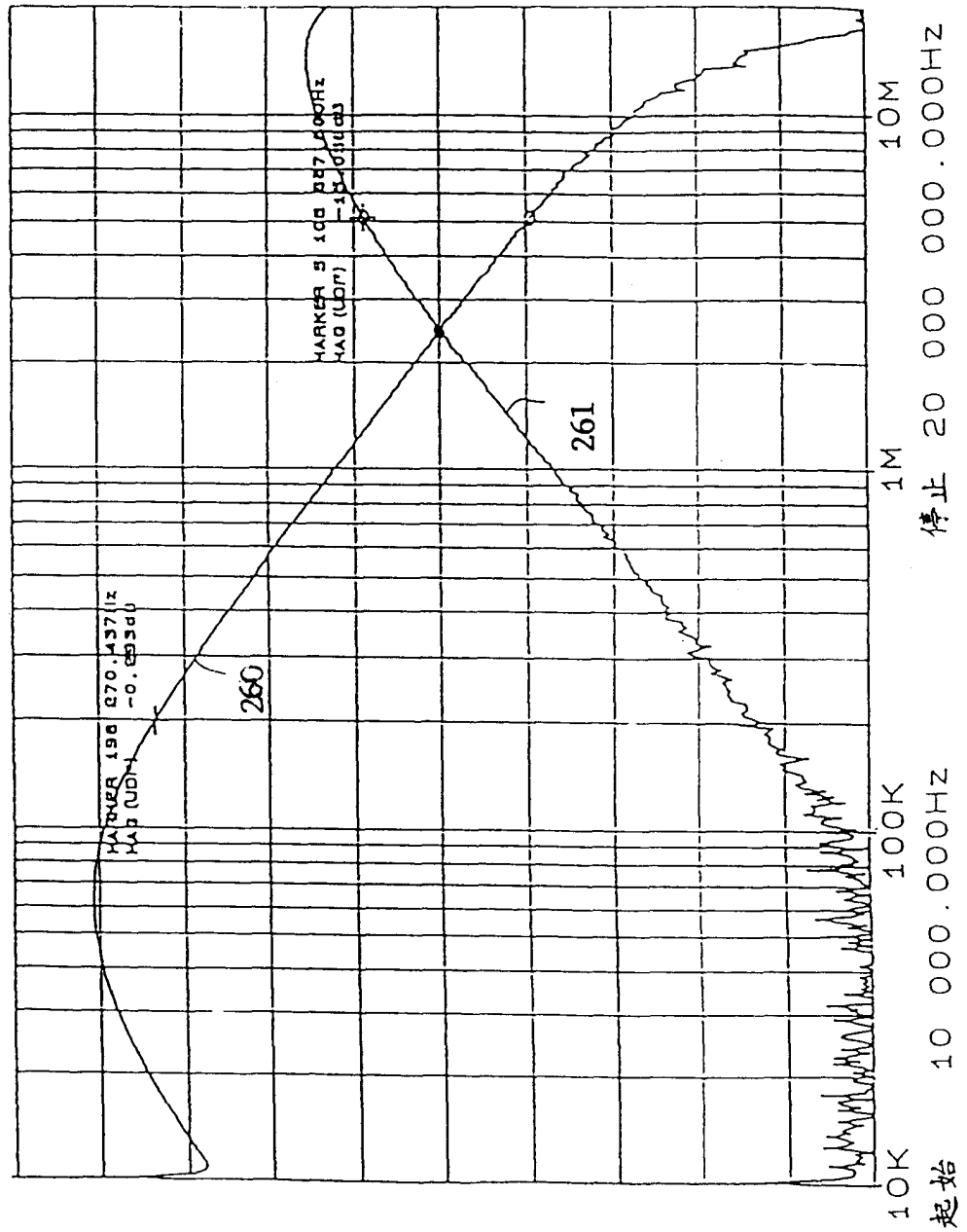


图 16 C

参考电平 / 格 3 767 954.400Hz
-2.250dBm 幅度 (UDF) -41.906dBm
5.000dB

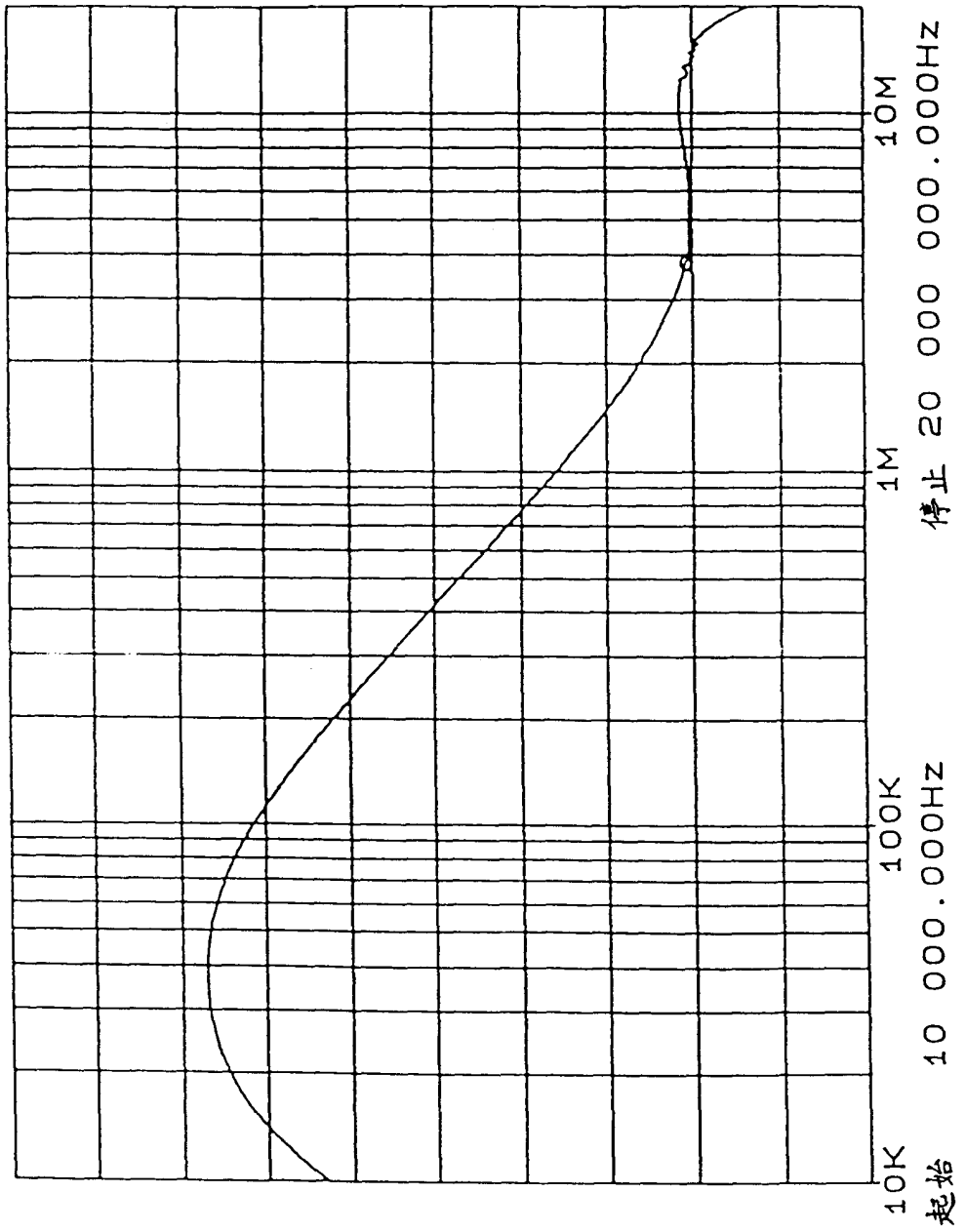


图 16 D

参考电平 / 格 标记 8 357 500.000HZ
 198.00nSEC 5.000nSEC 0 延迟 (UDF) 203.93nSEC

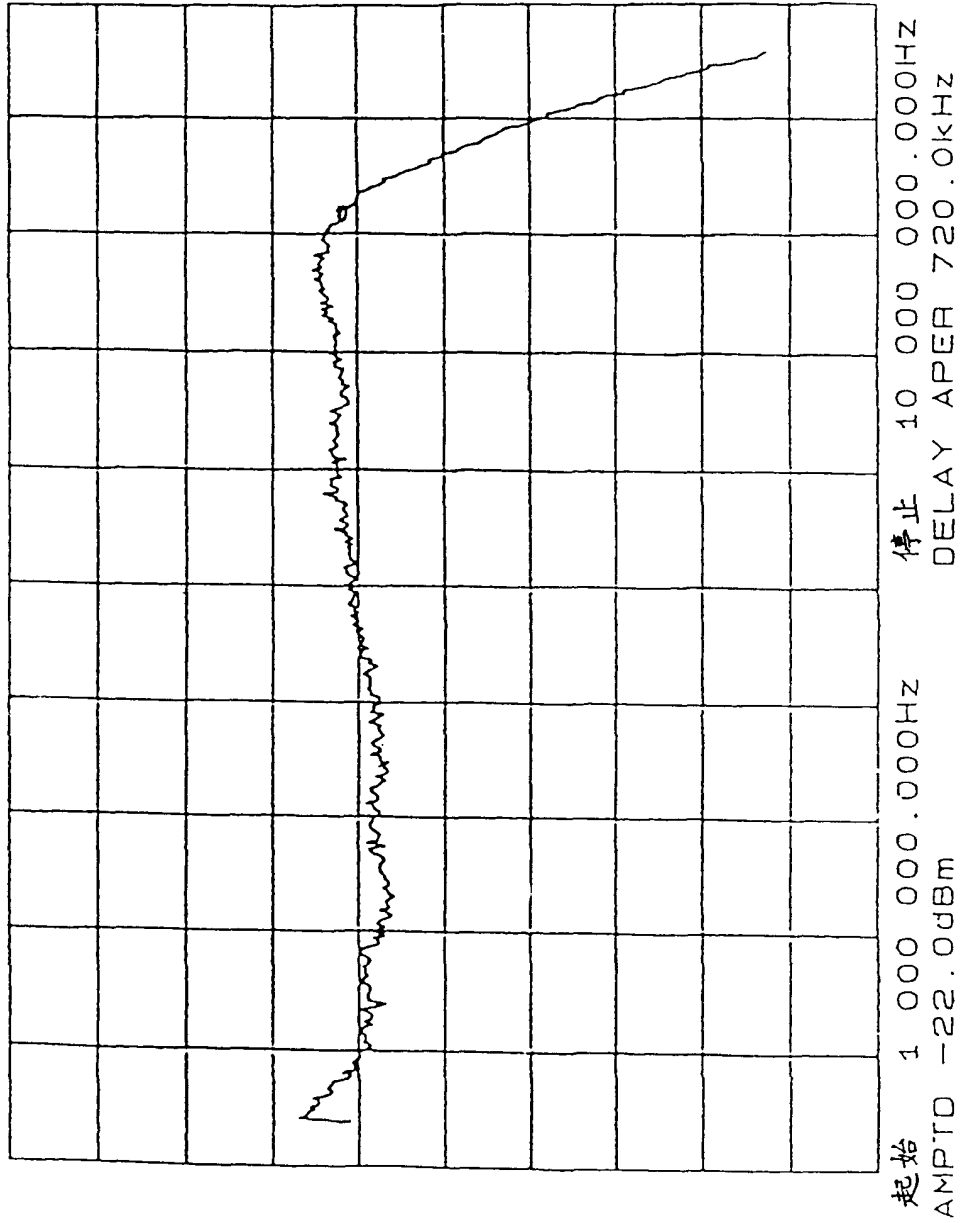
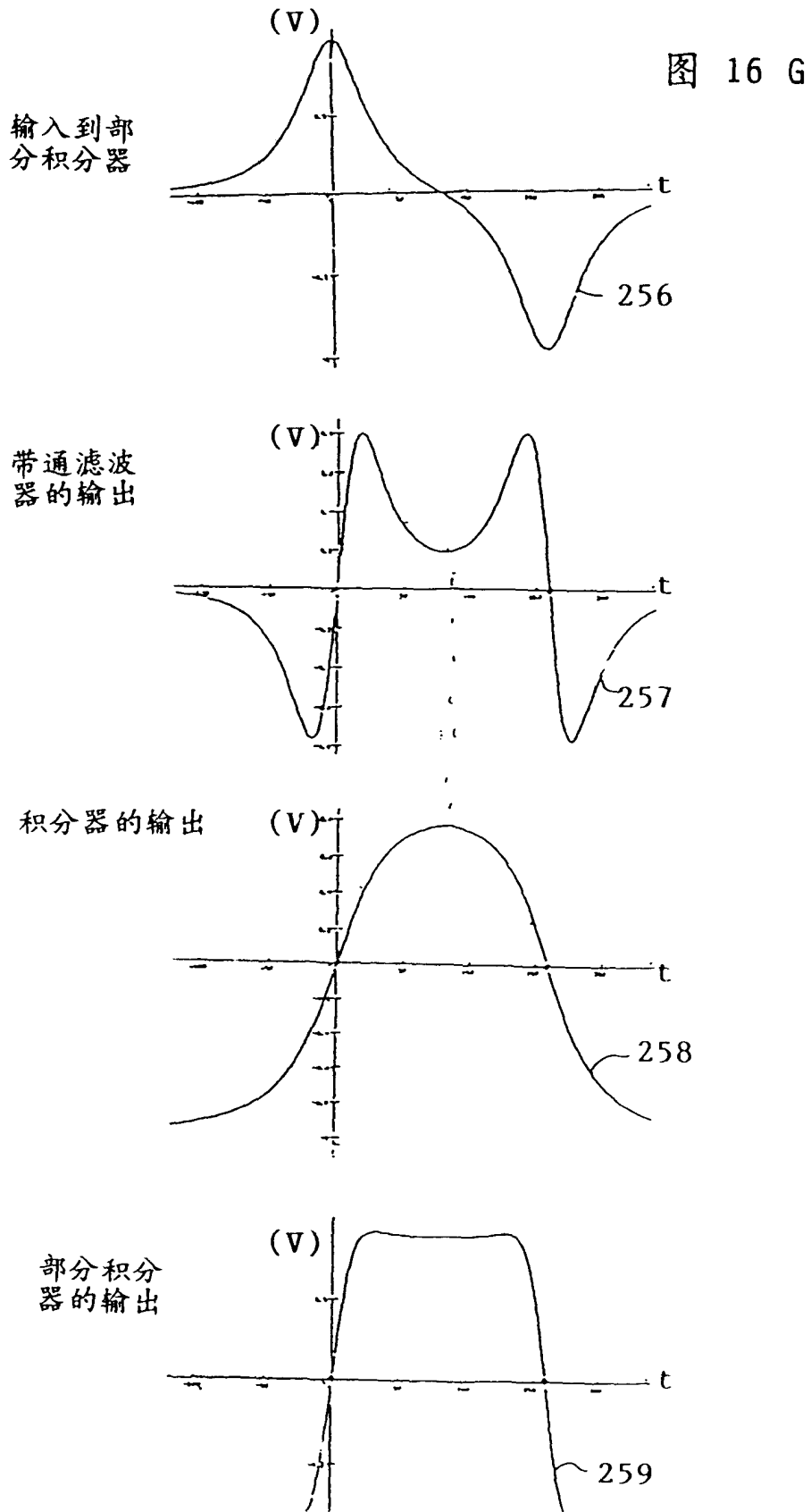


图 16 F



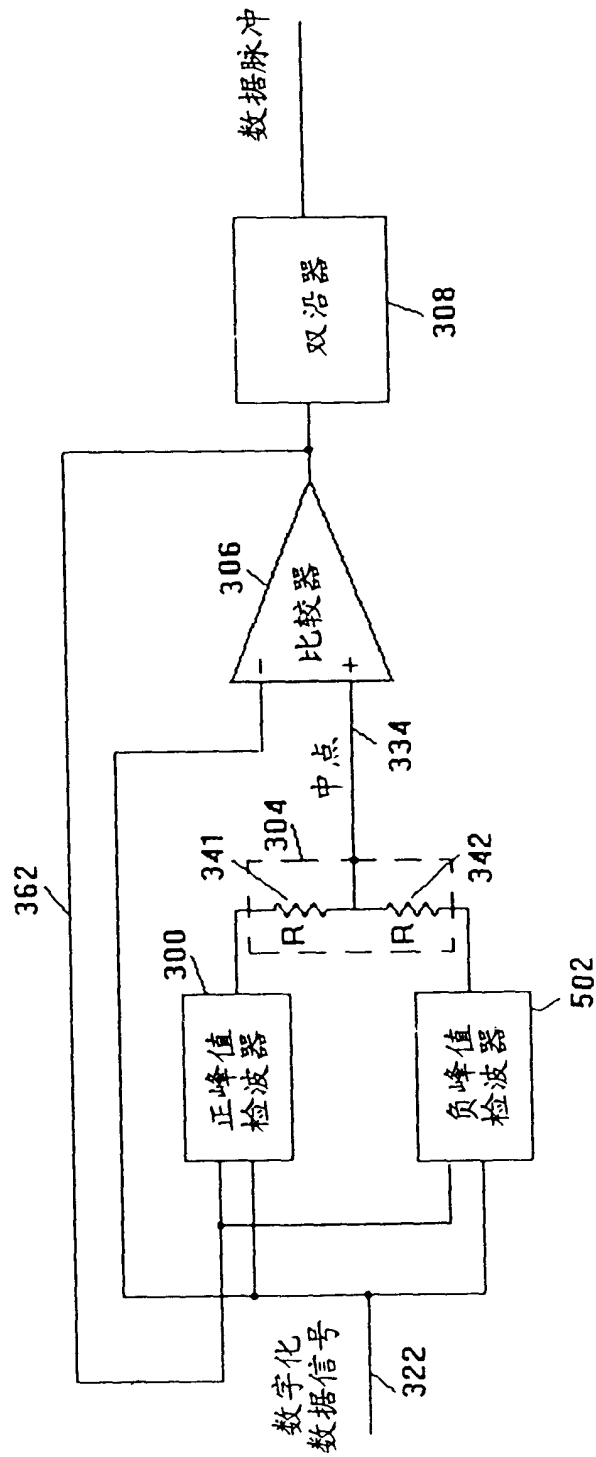


图 17

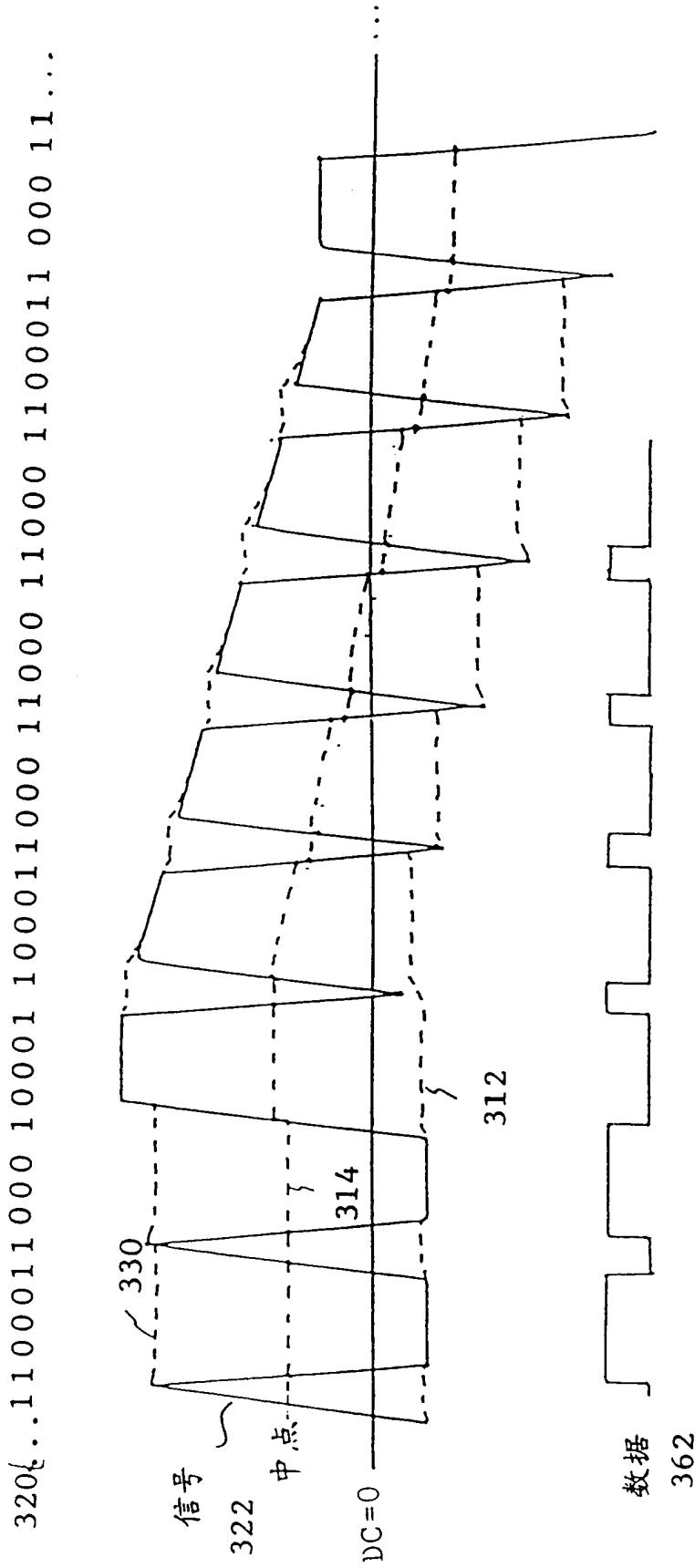


图 19

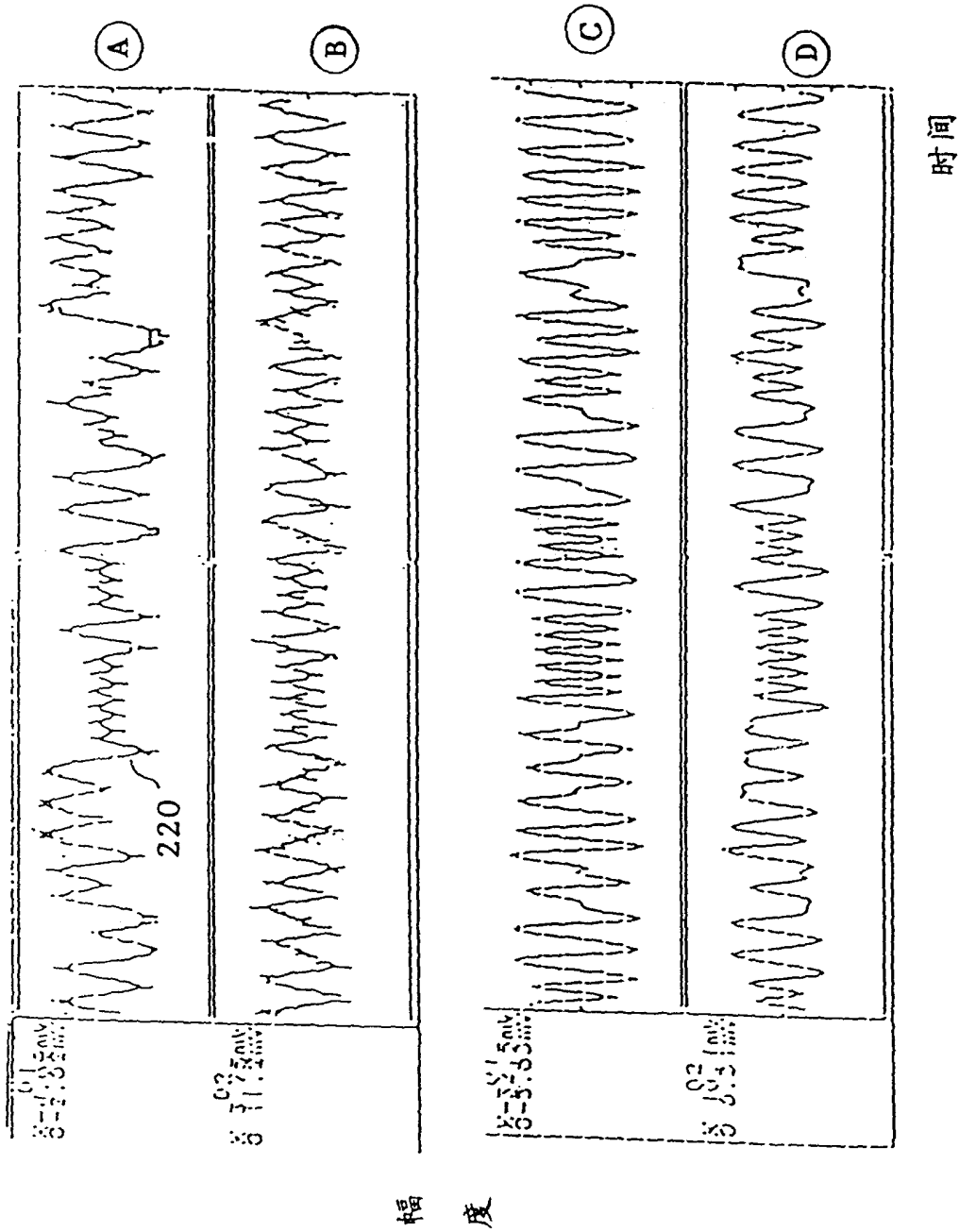


图 20